

⑯ BUNDESREPUBLIK

DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

⑯ **Patentschrift**

⑯ **DE 2907175 C2**

US 4,309,702

⑯ Int. Cl. 4:

G 01 D 5/249

G 01 B 7/02

DE 2907175 C2

⑯ Aktenzeichen: P 29 07 175.8-52
⑯ Anmeldetag: 23. 2. 79
⑯ Offenlegungstag: 13. 9. 79
⑯ Veröffentlichungstag
der Patenterteilung: 15. 6. 89

Innerhalb von 3 Monaten nach Veröffentlichung der Erteilung kann Einspruch erhoben werden

⑯ Unionspriorität: ⑯ ⑯ ⑯

24.02.78 JP P19906-78

⑯ Patentinhaber:

Sony Corp., Tokio/Tokyo, JP

⑯ Vertreter:

Mitscherlich, H., Dipl.-Ing.; Guschmann, K.,
Dipl.-Ing.; Körber, W., Dipl.-Ing. Dr.rer.nat.;
Schmidt-Evers, J., Dipl.-Ing., Pat.-Anwälte, 8000
München

⑯ Erfinder:

Mibu, Katsutoshi, Kamagya, Chiba, JP; Kitsunezaki,
Kikaru, Kamakura, Kanagawa, JP

⑯ Für die Beurteilung der Patentfähigkeit
in Betracht gezogene Druckschriften:

US 35 82 924

⑯ Vorrichtung zur digitalen Anzeige der Relativverschiebung zwischen einem Objekt und einer objektbezogenen
Einrichtung, insbesondere einem Werkstück und einer Werkzeugmaschine

DE 2907175 C2

FIG. 1

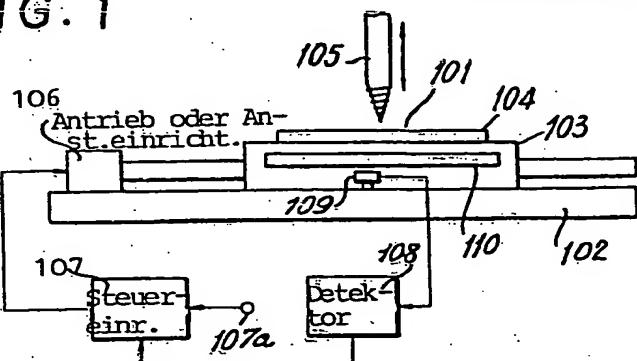


FIG. 2

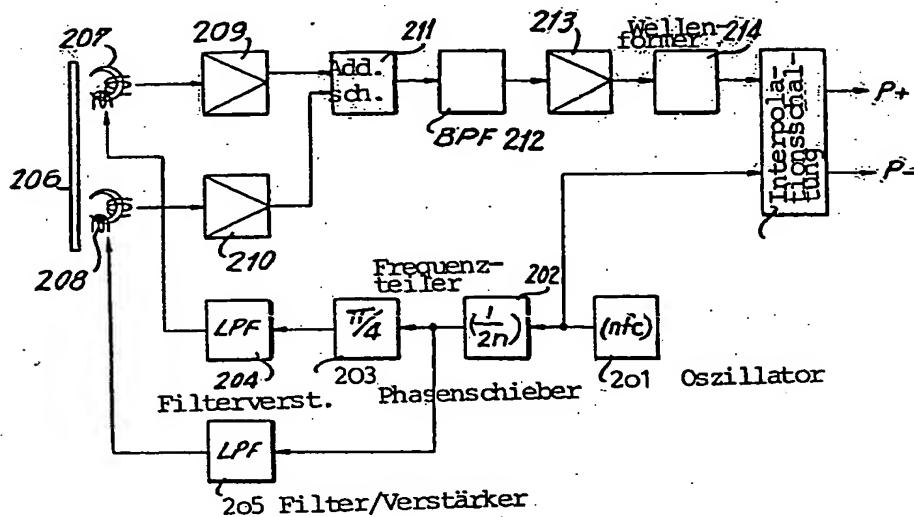
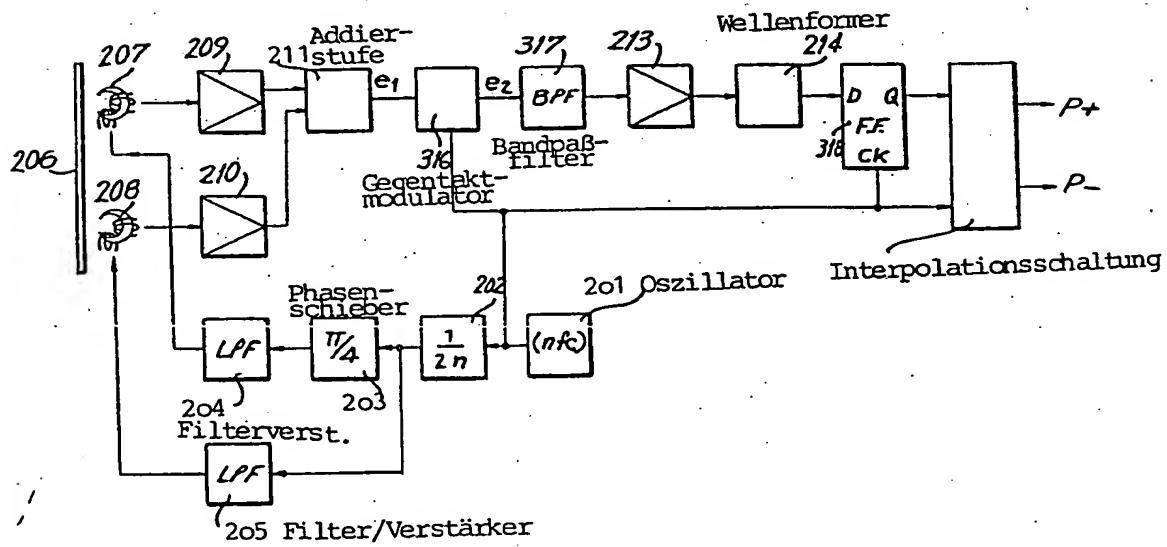


FIG. 3



Beschreibung

Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf eine Vorrichtung zur digitalen Anzeige der Relativverschiebung zwischen einem Objekt und einer objektbezogenen Einrichtung, insbesondere einem Werkstück und einer Werkzeugmaschine, wobei

- 5 a.) die Einrichtung eine Magnetskala mit Eichsignalen einer vorbestimmten Wellenlänge besitzt.
- 10 b.) die Vorrichtung einen ersten und einen zweiten Magnetkopf aufweist, die zur Wiedergabe der Eichsignale der Magnetskala bei der Relativverschiebung zwischen der Magnetskala und den Magnetköpfen angeordnet sind und zur Erzeugung eines ersten und eines zweiten abgleichsmodulierten Signals erregt werden, und
- 15 c.) eine Addierschaltung zum Addieren der durch den ersten und zweiten Magnetkopf erzeugten abgleichsmodulierten Signale vorhanden ist.

15 Bei der Steuerung von beispielsweise einer Werkzeugmaschine ist wichtig, die Verschiebung dieser Werkzeugmaschine relativ zu einem Werkstück zu kennen.

Eine genauere Steuerung der Werkzeugmaschine wird erreicht, falls die Steuervorrichtung dafür ein Digitalsteuersystem ist. Infolgedessen ist vorteilhaft, eine Verschiebungsdetektoreinrichtung zu schaffen, welche verschiebungsbezogene Signale in digitaler Form erzeugt.

20 Eine Bauart einer Verschiebungsdetektoreinrichtung ist in der US-PS Nr. 35 82 924 der vorliegenden Anmelderin beschrieben. Bei der vorbekannten Einrichtung ist ein Glied, dessen Verschiebung detektormäßig zu ermitteln ist, mit einer Magnetskala versehen, auf welcher Bezugsskalenteilungen, die als Magnetgitter oder Magneteinschnitte bekannt sind, und als Eichsignale dienen, aufgezeichnet sind. Diese Magnetgitter zeigen eine vorbestimmte Wellenlänge, wobei zwei Magnetköpfe zur Wiedergabe dieser Magneteinschnitte angeordnet sind, die wiederum wie sinusförmige Signale aussehen, deren Amplituden sich als Funktion der Verschiebung eine Magnetgitteranordnung relativ zu den Magnetköpfen ändert. Diese Köpfe sind auch mit einem Schwingungssignal einer vorbestimmten Frequenz erreicht, welches als ein Träger dient, der durch die wiedergegebenen Magnetgitter moduliert werden soll. Das somit durch jeden Magnetkopf erzeugte Ausgangssignal ist eine Sinusfunktion (oder Cosinusfunktion) mit einer Hülle, welche sich auch als eine Sinusfunktion (oder Cosinusfunktion) ändert. D. h. daß durch jeden Magnetkopf erzeugte Ausgangssignal erscheint als ein abgleichmoduliertes Signal.

25 Bei dem in der oben genannten Patentschrift beschriebenen Gerät sind die beiden abgleichmodulierten Signale, welche durch die Magnetknöpfe erzeugt werden, gemischt, um ein phasenmoduliertes Signal zu erzeugen, dessen Trägerfrequenz dem Träger jedes der abgleichmodulierten Signale gleich ist. Dieses phasenmodulierte Signal wird dann in einer Impulsform geformt, wobei die Phasenveränderungen dieses Impulssignals durch den Vergleich seiner Phase mit der Phase von Taktimpulsen detektormäßig ermittelt werden, worauf die somit ermittelte Phasenverschiebung gemessen wird, um eine Anzeige der Größe der Verschiebung zu erhalten.

30 Zum Zwecke einer genauen Digitalsteuerung einer Werkzeugmaschine so die Verschiebung mit hoher Auflösung oder Schärfe gemessen werden. D. h. der kleinste Inkrementalwert oder Zuwachsratewert der Verschiebung, der gemessen werden kann, soll so klein wie möglich gemacht werden. Falls beispielsweise die Wellenlänge der Magnetgitter in der Größenordnung von etwa 100 Mikron liegt, so ist erwünscht, eine so kleine Verschiebung wie von 10 Mikron zu messen. Das bedeutet, daß die Frequenz oder die Folgefrequenz der Taktimpulse, welche verwendet werden, um Phasenmodulationen zu ermitteln, viel größer als die Frequenz des phasenmodulierten Impulssignals sein muß. Dieses Verhältnis zwischen den Taktimpulssignalen und den phasenmodulierten Impulssignalen soll jedoch vorzugsweise nicht durch die Herabsetzung der Frequenz des phasenmodulierten Impulssignals erreicht werden, da dies auf unerwünschte Weise die Gesamtgeschwindigkeit der Ansprechbarkeit des Verschiebungsdetektorgertes herabsetzen würde. Dementsprechend ist je nach der erforderlichen Auflösung ein Verschiebungsdetektorgert der oben beschriebenen Bauart vorgeschlagen worden, bei welchem die Frequenz des phasenmodulierten Impulssignals in der Größenordnung von 10 bis 50 KHz liegt.

35 Wenn jedoch diese Frequenz gewählt ist, so ist der Filter, der zur Beseitigung unerwünschter Signale höherer Frequenz von dem phasenmodulierten Signal, das durch Addieren der ableichmodulierten Signale erzeugt ist, die von den Magnetköpfen abgeleitet sind, ein massiver Filter, der aus Spulen und/oder Kondensatoren gebildet ist. Dies führt zu einem sperrigen und kostspieligen Filter, was ein bedeutsamer Nachteil darstellt.

40 Dieser Nachteil kann überwunden werden, falls die Frequenz des phasenmodulierten Signals höher gemacht wird, so daß die Filterfrequenz des Filters gleichfalls höher gemacht werden kann. Es ist vorgeschlagen worden, das phasenmodulierte Signal das aufgrund der Mischung der abgleichmodulierten Signale erzeugt ist, die von den Magnetköpfen erhalten sind, frequenzmäßig in eine höhere Trägerfrequenz umgesetzt wird. Dies kann erzielt werden, indem ein Gegentaktmodulator zum Empfang des phasenmodulierten Signals angeschlossen wird und dieser Gegentaktmodulator mit einem Träger verhältnismäßig hoher Frequenz gespeist wird. Der Ausgangswert des Gegentaktmodulators ist somit ein phasenmoduliertes Signal einer verhältnismäßig hohen Frequenz. Dann kann der Filter, wie z. B. ein Bandpaßfilter, durch welchen dieses phasenmodulierte Signal höherer Frequenz hindurchgelassen wird, ein billigerer keramischer Filter sein. Das filtrierte phasenmodulierte Signal kann phasenmäßig detektorartig ermittelt werden, indem es einem Phasenvergleicher zusammen mit einem Taktignal zugeführt wird, dessen Frequenz die selbe wie die Frequenz des Trägers ist, der dem Gegentaktmodulator zugeführt wird. Die Ausgangsleistung des Phasenvergleichers kann dann als ein phasenmoduliertes Signal einer verhältnismäßig niedrigen Folgefrequenz erscheinen. Daher können die Taktimpulse, welche zum messen dieser Phasenmodulation verwendet werden, eine wünschenswerte niedrige Frequenz aufweisen.

45 Bei dem oben erwähnten Gerät sind die Magnetköpfe, welche zur Erzeugung der abgleichmodulierten Signale

verwendet werden, sättigbare Magnetköpfe. Falls diese Magnetköpfe mit Erregersignalen einer Frequenz, welche beispielsweise gleich $f_0/2$ ist, gespeist werden, so wird der Ausgang des Kopfes eine Komponente enthalten, deren Frequenz gleich $f_0/2$ ist, eine andere Komponente, deren Frequenz gleich f_c ist, sowie höhere Oberschwingungen. Im allgemeinen unterdrückt der sättigbare Magnetkopf der Komponente der Frequenz $f_0/2$ und ist auf die Trägerfrequenz von f_c empfindlich oder ansprechbar. Die abgleichmodulierten Signale von jeweils einer Trägerfrequenz f_c werden nach dem Mischen zur Erzeugung eines phasenmodulierten Signals ebenso der Frequenz f_c durch eine Trägerfrequenz von beispielsweise $n f_c$ in ein frequenzumgesetztes, phasenmoduliertes Signal frequenzmäßig umgesetzt, dessen Frequenz entweder gleich $(n-1)f_c$ oder $(n+1)f_c$ je nach der Mittelfrequenz des Bandpaßfilters ist. Dieses phasenmodulierte, frequenzumgesetzte Signal der Trägerfrequenz $(n-1)f_c$ oder $(n+1)f_c$ wird durch ein Signal der Frequenz $n f_c$ zum Erhalt einer phasenmodulierten Komponente der Frequenz f_c phasenmäßig ermittelt oder demoduliert. Es ist wünschenswert, ein phasenmoduliertes Signal der verhältnismäßig höheren Frequenz $(n-1)f_c$ oder $(n+1)f_c$ mit einer vereinfachten Schaltungskonfiguration zu erhalten. Insbesondere wäre es vorteilhaft, solche höhere Trägerfrequenzen unmittelbar an den Ausgängen der Magnetköpfe ohne Verwendung eines Gegenaktmodulators zu erhalten.

Es ist daher das Ziel der vorliegenden Erfindung die Schaffung eines verbesserten Verschiebungsdetektorgerätes, durch welches die oben erwähnten Probleme vermieden werden und welches eine verhältnismäßig einfache Schaltungskonstruktion hat.

Das Ziel der vorliegenden Erfindung ist ferner die Schaffung eines Digitalverschiebungsdetektorgerätes mit einer verhältnismäßig hohen Auflösung, um somit im Stande zu sein, verhältnismäßig kleine Verschiebungen detektormäßig zu ermitteln.

Das Ziel der vorliegenden Erfindung ist ferner die Schaffung eines Verschiebungsdetektorgerätes zur vorteilhaften Verwendung bei einer Digitalsteueranlage für Werkzeugmaschinen.

Das Ziel der vorliegenden Erfindung ist ferner die Schaffung eines verbesserten Verschiebungsdetektorgerätes, bei welchem eine Skala mit Eichsignalen einer vorbestimmten Wellenlänge relativ zu einem Meßwandler verschoben wird, wobei Verschiebungen, welche viel kleiner als die Eichsignalwellenlängen sind, gemessen werden.

Weitere Ziele, Vorteile und Merkmale der vorliegenden Erfindung erhellen ohne weiteres aus der nachfolgenden näheren Beschreibung, während die neuartigen Merkmale insbesondere in den beigefügten Patentansprüchen hervorgehoben sind.

Erfindungsgemäß wird ein Gerät zur detektormäßigen Feststellung der Verschiebung eines Teiles, wobei dieser Teil mit einer Magnetskala versehen ist, welche Eichsignale einer vorbestimmten Wellenlänge aufweist. Ein erster und ein zweiter Magnetkopf gibt die Eichsignale bei einer Verschiebung der Skala relativ zu den Köpfen wieder. Diese Magnetköpfe werden auch mit Impulssignalen erregt, worauf jeder Magnetkopf ein abgleichmoduliertes Signal erzeugt, das von dem wiedergegebenen Eichsignal abgeleitet ist, sowie von dem Erregerimpulssignal, der daran angelegt wird. Die abgleichmodulierten Impulssignale werden addiert, um ein phasenmoduliertes Impulssignal zu erhalten, während eine vorbestimmte höhere Oberschwingung des phasenmodulierten Impulssignals gewählt wird. Eine Detektorschaltung ermittelt detektormäßig vorbestimmte Inkrementale oder Zuwachswerte der Phasenverschiebung in der gewählten Oberschwingung des phasenmodulierten Impulssignals zur Erzeugung von Ausgangsimpulssignalen, welche entsprechende Verschiebungskremente darstellen.

Bei dem erfindungsgemäßen Gerät zur Feststellung der Verschiebung eines Teiles mit einer Magnetskala mit Eichsignalen einer vorbestimmten Wellenlänge werden die Eichsignale aus der Magnetskala durch einen ersten und einen zweiten Magnetkopf wiedergegeben, wobei diese Köpfe mit Impulssignalen zur Erzeugung eines abgeglichenen modulierten Impulssignals erregt werden, das von dem wiedergegebenen Eichsignal und dem Erregerimpulssignal, das daran angelegt ist, abgeleitet ist. Die abgeglichenen modulierten Impulssignale aus den beiden Magnetköpfen werden zum Erhalt eines phasenmodulierten Impulssignals addiert, wobei eine vorbestimmte höhere Oberschwingung des phasenmodulierten Impulssignals gewählt wird und vorbestimmte Zuwachsratenwerte der Phasenverschiebung der ausgewählten höheren Oberschwingung des phasenmodulierten Impulssignals zur Erzeugung der die entsprechenden Schiebungskremente darstellenden Ausgangsimpulssignale detektormäßig ermittelt werden.

Die nachfolgende nähere Beschreibung, welche nur beispielsweise erfolgt, erhellt am besten unter Bezugnahme auf die beigefügten Zeichnungen; darin zeigt:

Fig. 1 eine Ansicht einer Werkzeugmaschinensteueranlage, bei welcher der vorliegende Erfindungsgegenstand Anwendung finden kann;

Fig. 2 ein Blockschaltbild eines Ausführungsbeispiels eines Verschiebungsdetektorgerätes nach dem Stand der Technik;

Fig. 3 ein Blockschaltbild einer vorgeschlagenen Verbesserung gegenüber dem Verschiebungsdetektorgerät nach dem Stand der Technik;

Fig. 4 ein Blockschaltbild einer erfindungsgemäßen Blockschaltbilddarstellung;

Fig. 5A – 5C Wellenformbilder der bei der in Fig. 4 gezeigten Ausführungsform verwendeten Erregersignale;

Fig. 6 eine graphische Darstellung einer Verbesserung des vorliegenden Erfindungsgegenstandes gegenüber den Geräten nach dem Stand der Technik;

Fig. 7 ein teils logisches, teils ein Blockschaltbild der gemäß Fig. 4 verwendeten Interpolationsschaltung;

Fig. 8 ein logisches Diagramm des bei der in Fig. 7 gezeigten Gerätes verwendeten Taktimpulsgebers;

Fig. 9A – 9E Zeitssteuerwellenformen zur Veranschaulichung der durch den in Fig. 8 gezeigten Taktimpulsgeber erzeugten Taktimpulse;

Fig. 10 ein logisches Schaltbild einer Ausführungsform der in Fig. 7 gezeigten Interpolationsschaltung; und

Fig. 11A – 11K Wellenbilder zur Veranschaulichung der Arbeitsweise der in Fig. 10 gezeigten Interpolations-

schaltung.

Bezugnehmend nun auf die Zeichnungen, worin gleiche Bezugszeichen überall verwendet werden, und insbesondere auf Fig. 1 der Zeichnungen zeigt diese Figur eine Werkzeugmaschinensteuereinrichtung, bei welcher der vorliegende Erfindungsstand ohne weiteres Anwendung findet. Die Werkmaschinensteueranlage enthält eine Werkzeugmaschine 101, eine Arbeitsbank 103, ein Werkstück 104, einen Antriebsmechanismus 106, eine Antriebssteuervorrichtung 107 und einen Verschiebungsdetektor 108. Die Werkzeugmaschine 101 weist im allgemeinen ein Arbeitswerkzeugelement 105 auf, welches bei seiner Bewegung in dem mit dem Pfeil angedeuteten Richtungen mit dem Werkstück 104 wahlweise in Berührung oder Anlage kommen kann. Wie gezeigt, wird das Werkstück von einer Arbeitsbank 103 gestützt, welche durch den Antriebsmechanismus 106 angetrieben wird, um somit das Werkstück relativ zum Werkzeug 105 richtig einzustellen. Eine Grundplatte 102 ist zum abstützen der Werkbank 103 sowie des Antriebsmechanismus 106 vorgesehen.

Die Werkbank 103 ist mit einer Magnetskala 110 versehen, auf welcher Eichsignale einer vorbestimmten Wellenlänge aufgezeichnet sind. Wie in der oben genannten US-PS Nr. 35 82 924 beschrieben, können diese Eichsignale Bezugsteilungen oder Magnetstriche bilden. Ein Aufnahmekopf 109 ist neben der Magnetskala 110 angeordnet, um diese Eichsignale detektormäßig zu erfassen, wenn die Werkbank 103 vorbei angetrieben wird. Der Ausgang des Aufnahmekopfes 110 ist mit dem Detektor 108 verbunden, während dieser zum Zwecke der detektormäßigen Ermittlung der Verschiebung der Werkbank vorgesehen ist.

Die Steuervorrichtung 107 kann einen Zähler aufweisen, dessen Eingang mit einer Eingangsklemme 107a zum Empfang eines voreingestellten Zählerwerts gekoppelt ist. Dieser Zählerwert kann beispielsweise die bestimmte 20 Stellung identifizieren, zu welcher die Werkbank 103 überführt werden muß oder verschoben werden soll, so daß das Werkstück 104 in richtigem Verhältnis zum Werkzeug 105 zur entsprechenden Bearbeitung eingestellt wird. Der Ausgang des Detektors 108, der positive und negative Richtungsimpulssignale aufweisen kann, ist mit der Steuervorrichtung 107 gekoppelt, um einen geeigneten Zähler darin in Bezug auf seinen Inhalt inkrementmäßig oder dekrementmäßig zu beaufschlagen, bzw. seinen Inhalt zu erhöhen oder zu reduzieren. Wenn dieser zweckmäßige Zähler einen Zählerwert aufweist, welcher dem voreingestellten Zählerwert gleich ist, so wird die 25 Befähigung des Antriebsmechanismus 106 beendet. Die Werkbank 103 wird dann bis zur Stellung überführt worden sein, welcher ursprünglich durch den voreingestellten Zählerwert festgelegt worden ist, der aus der Eingangsklemme 107 geliefert wird. Es ist ersichtlich, daß bei der Überführung der Werkbank 103 um einen vorbestimmten Inkrementwert der Detektor 108 einen Impuls erzeugt, welcher diese inkrementmäßige Über- 30 führung oder Übersetzung darstellt. Zwei gesonderte Ausgangsleitungen können zwischen dem Detektor 108 und der Steuervorrichtung 107 vorgesehen sein, so daß dann, wenn die Werkbank 103 in einer ersten Richtung überführt wird, Impulse aus dem Detektor zur Steuervorrichtung über die eine Leitung zugeführt werden, wobei dann, wenn die Werkbank in der entgegengesetzten Richtung überführt wird, Impulse von dem Detektor zur Steuervorrichtung über die andere Leitung zugeführt werden. Auf diese Art und Weise kann die Steuervorrich- 35 tung 107 mit Informationen versehen werden, welche die Verschiebung und somit die Relativstellung der Werkbank 103 in Bezug auf das Werkzeug 105 darstellen.

Eine Ausführungsform des Verschiebungsdetektorgerätes, welche bei der in Fig. 1 gezeigten Anlage verwendet werden kann, ist in Fig. 2 dargestellt. Zum Zwecke der vorliegenden Erörterung sei angenommen, daß bei dem dargestellten Verschiebungsdetektorgerät die Verschiebungsmeßkomponenten fest angeordnet und ein verschiebbares Glied an diesen Komponenten vorbei bewegt wird. Gemäß Fig. 2 ist eine Magnetskala 206 vorgesehen, welche der Magnetskala 110 gemäß Fig. 1 ähnlich ist. Der Abnehmernkopf 109 ist als ein Paar von Magnetköpfen 207 und 208 dargestellt. Jeder Magnetkopf ist mit einer Erregerspule versehen, so daß zusätzlich zur Wiedergabe der Eichsignale, welche auf der Skala 206 aufgezeichnet sind, er auch Erregersignale von einer zu beschreibenden Quelle empfangen kann. Die auf der Magnetskala 206 aufgezeichneten Eichsignale haben eine Wellenform λ , wobei als ein Beispiel die Köpfe 207 und 208 in einem Abstand voneinander angeordnet sein können, welcher eine Größe gleich $(a + 1/4)\lambda$ ist, worin a eine ganze Zahl $(1, 2, \dots)$ ist.

Die dargestellte Verschiebungsdetektoreinrichtung enthält einen Oszillator 201, einen Frequenzteiler 202, die Verstärker 209, 210, eine Addierstufe 211, einen Bandpaßfilter 212, einen Wellenformer 214 und eine Interpolationschaltung 215. Der Oszillator 205 kann ein Taktimpulssignal mit einer Folgefrequenz von nf_c erzeugen. Der 50 Ausgang dieses Oszillators ist mit dem Frequenzteiler 202 gekoppelt, welcher zum Teilen der Frequenz des Taktimpulssignals durch einen Faktor von $2n$ fungiert. Das von dem Frequenzteiler 202 erhaltene, frequenzgeteilte Taktimpulssignal hat somit eine Frequenz, welche gleich $f_0/2$ ist. Der Ausgang des Frequenzteilers 202 ist mit den Erregerwicklungen der Magnetköpfe 207 und 208 gekoppelt. Ein Phasenschieber 203 und ein Filter/Verstärker 204 sind zwischen den Frequenzteiler 202 und dem Magnetkopf 207 in Reihe geschaltet. Ein Filter/Verstärker 205 ist zwischen den Frequenzteiler und dem Kopf 208 in Reihe geschaltet. Der Zweck des Phasenschiebers 203 ist, eine Phasenverschiebung zu erzielen, welche gleich $\pi/4$ ist, und diese Verschiebung dem frequenzgeteilten Taktimpulssignal zu liefern. Dieses phasenverschobene Taktimpulssignal kann dann durch den Filter/Verstärker 204 gefiltert bzw. verstärkt werden, um somit ein im wesentlichen sinusförmiges Signal den Erregerwicklungen des Magnetkopfes 207 zugeführt zu werden. Der Filter/Verstärker 205 führt eine ähnliche Funktion 55 der Filtrierung und Verstärkung des frequenzgeteilten Taktimpulssignals durch, um somit ein im wesentlichen sinusförmiges Signal der Frequenz $f_0/2$ dem Magnetkopf 208 zuzuführen. Die Aufgabe der Phasenschieberschaltung 203 ist, eine Phasenverschiebung zu erreichen, welche die $\pi/4$ -Verschiebung des Magnetkopfes 207 von dem Magnetkopf 208 ausgleicht.

Die Signale, welche den Magnetköpfen 207 und 208 von dem Frequenzteiler 202 zugeführt werden, sind 60 Erregersignale. Jeder der Magnetköpfe wird dem Erregersignal, welches ihnen zugeführt wird, mit dem Eichsignal ausgleichsmäßig moduliert, das aus der Skala 206 wiedergegeben wird. Diese abgeglichenen bzw. modulierten Signale werden von den Magnetköpfen 207 und 208 der Addierstufe 211 über die Verstärker 209 und 210 zugeführt. Die Addierstufe dient zum Kombinieren der entsprechend zugeführten abgleichsmodulierten Signale

durch das Mischen derselben. Der Ausgang der Addierstufe 211 ist durch den Bandpaßfilter 212 und den Verstärker 213 mit dem Wellenformer 214 gekoppelt. Der Bandpaßfilter 212 hat eine Mittelfrequenz, welche der Frequenz der gemischten abgleichmodulierten Signale gleich ist, welche durch die Addierstufe 211 entsprechend zugeführt werden. Der Wellenformer 214 dient zum Amplitudenbegrenzen des gefilterten Signals, das aus dem Bandpaßfilter 212 erhalten wurde, um somit ein Rechteckwellensignal zu erzeugen. Dieses Rechteckwellensignal wird der Interpolationsschaltung 215 zusammen mit den Taktimpulssignalen der Folgefrequenz f_c zugeführt, welche von dem Oszillator 201 erzeugt sind.

Nun wird die Art und Weise, in welcher das Verschiebungsdetektorgerät gemäß Fig. 2 arbeitet, beschrieben. Zur Verschiebung der Skala 206 der Köpfe 207 und 208, werden die abgleichmodulierten Signale, welche auf den

Köpfen als eine sinusförmige Funktion $A \sin 2\pi f_c t \cos \frac{2\pi}{\lambda} x$ wiedergegeben wird, worin λ die Wellenlänge der Eichsignale und x die Verschiebung von beispielsweise eines Eichsignals von einem der Magnetköpfe ist. Die Taktimpulse der Frequenz f_c , welche durch den Oszillator 201 erzeugt sind, werden durch den Frequenzteiler 202 in Taktimpulssignale in einer Frequenz $f_0/2$ geteilt. Diese Taktimpulssignale werden gefiltert und den Magnetköpfen 207 und 208 als Erregersignale zugeführt. Das Erregersignal, das dem Kopf 207 zugeführt wird, ist ein sinusförmiges Signal mit einer Frequenz gleich $f_0/2$. Dieses sinusförmige Signal wird um $\pi/4$ von dem sinusförmigen Erregersignal, das dem Magnetkopf 208 zugeführt wird, phasenverschoben. Jeder Magnetkopf 207 bzw. 208 moduliert das sinusförmige Erregersignal, das den Köpfen zugeführt wird, und zwar mit dem Eichsignal, das aus der Skala 206 wiedergegeben wird. Infolge der Phasenverschiebung von $\pi/4$ in den Köpfen 207 und 208 zugeführten Erregersignalen erzeugt der Magnetkopf 207 ein abgeglichenes moduliertes Signal, welches als

$$A \sin 2\pi f_c t \cos \frac{2\pi}{\lambda} x$$

dargestellt werden kann. Das durch den Kopf 208 erzeugte abgleichmodulierte Signal, kann als

$$B \cos 2\pi f_c t \sin \frac{2\pi}{\lambda} x$$

dargestellt oder ausgedrückt werden. Diese ableichsmodulierten Signale werden durch die Verstärker 209 und 210 verstärkt und in der Addierstufe 211 kombiniert oder gemischt. Angenommen, daß $A = B$, wenn die abgeglichenen modulierten Signale addiert werden, so kann der Ausgang der Addierstufe 211 als

$$C \sin \left(2\pi f_c t + \frac{2\pi}{\lambda} x \right)$$

ausgedrückt werden. Es ist ersichtlich, daß dieses Signal ein phasenmoduliertes Signal ist, dessen Trägerfrequenz gleich f_c ist und dessen Phase sich als eine Funktion von $\frac{2\pi}{\lambda} x$ ändert. Der Paßbandfilter 212, dessen Paßband auf die Trägerfrequenz f_c zentriert ist, beseitigt unerwünschte Komponenten aus dem phasenmodulierten Signal. Dieses gefilterte phasenmodulierte Signal wird dann durch den Verstärker 213 verstärkt und in den Wellenformer 214 in einen Rechteckimpuls verformt. Die Phase dieses Rechteckimpulssignals, das an dem Ausgang des Wellenformers 214 erhalten wird, enthält die Phasenänderungen des phasenmodulierten Signals, das durch die Addierstufe 211 erzeugt und der Interpolationsschaltung 215 zusammen mit Taktimpulsen der Frequenz f_c zugeführt wird, die durch den Oszillator 201 erzeugt ist. Diese Taktimpulse werden durch die Interpolationsschaltung zum Abföhnen oder Abtasten der Phasenänderungen in dem Rechteckimpulssignal verwendet, wobei dann, wenn die Phase sich beispielsweise in der positiven Richtung ändert und einen vorbestimmten Inkrementswert überschreitet, ein Verschiebungsimpuls $P+$ mit einer positiven Richtung erzeugt wird. Umgekehrt, wenn diese Phase sich in der negativen Richtung ändert und einen vorbestimmten Inkrementbetrag überschreitet, so wird ein Verschiebungsimpuls $P-$ mit einer negativen Richtung erzeugt. Ein Beispiel einer zweckmäßigen Interpolationsschaltung, welche zum Messen der Phasenveränderung des Rechteckimpulssignals und zur Erzeugung dieser Ausgangsimpulse mit positiver und negativer Richtung dient, ist in der Japanischen Patentveröffentlichung Nr. 28032/1975 beschrieben. Wenn somit x , d. h. die Verschiebung der Skala 206 relativ zu den Magnetköpfen 207 und 208 einen bestimmten Wert, wie z. B. eine Quantität von Mikronen, überschreitet, so wird der Impuls mit der positiven oder negativen Richtung erzeugt.

Wie oben erwähnt, wird dann, wenn eine hohe Auflösung bei dem Detektorgerät gemäß Fig. 2 nach dem Stand der Technik gewünscht, so sollte die Frequenz f_c der Taktimpuls, welche der Interpolationsschaltung 215 durch den Oszillator 201 zugeführt werden, viel größer als die Frequenz f_c des phasenmodulierten Rechteckimpulssignals sein, das der Interpolationsschaltung durch den Wellenformer 214 zugeführt ist. Dieses Verhältnis soll jedoch nicht auf Kosten einer Gestaltung erhalten werden, wonach die Trägerfrequenz f_c des phasenmodulierten Signals sehr niedrig gemacht wird, da eine solche Niederträgerfrequenz die Geschwindigkeit der Ansprechbarkeit des Verschiebungsdetektorgerätes herabsetzen würde. Eine geeignete Trägerfrequenz f_c kann in der Größenordnung von 10 bis 50 KHz liegen. Bei einer derartigen Trägerfrequenz soll der Bandpaßfilter 112 ein passiver Filter sein, der aus Spulen und/oder Kondensatoren gebildet ist. Ein derartiger Filter ist jedoch sehr sperrig und kostspielig.

Zur Vermeidung des oben erwähnten Nachteiles des in Fig. 2 gezeigten Gerätes, ist eine Verbesserung an diesem Gerät gemäß Fig. 3 vorgeschlagen worden.

Bei der in Fig. 3 dargestellten Ausführungsform ist ein Gegentaktmodulator 316 zwischen dem Ausgang der Addierstufe 211 und dem Eingang des Bandpaßfilters vorgesehen, während ein Phasenvergleicher 318 zwischen dem Ausgang des Wellenformers 214 und den Eingang der Interpolationsschaltung 215 geschaltet ist. Der Gegentaktmodulator 316 wird mit einem Bezugssignal gespeist, das aus dem Oszillator 201 abgeleitet ist und eine Frequenz hat, welche gleich $n f_c$ ist. Der Gegentaktmodulator dient zur frequenzmäßigen Umsetzung des phasenmodulierten Signals, welches von der Addierstufe 211 zugeführt wird, und zwar in eine höhere Frequenz, indem das phasenmodulierte Signal mit dem Bezugssignal moduliert wird. Der Ausgang des Gegentaktmodulators ist aus dem oberen und unteren Seitenband eines phasenmodulierten Signals mit einer Trägerfrequenz gebildet, welche der Summe der Frequenzen gleich ist, welche dem Gegentaktmodulator zugeführt werden, und welche dem Unterschied zwischen diesen Frequenzen gleich ist. Falls somit das durch die Addierstufe 211 erzeugte phasenmodulierte Signal als

$$e_1 = E \sin \left(2 \pi f_c t + \frac{2 \pi}{\lambda} x \right)$$

dargestellt wird, so kann der Ausgang e_2 des Gegentaktmodulators 316 als

$$e_2 = \frac{E}{2} \left\{ \cos 2 \pi \left[(n-1) f_c t - \frac{x}{\lambda} \right] - \cos 2 \pi \left[(n+1) f_c t + \frac{x}{\lambda} \right] \right\}$$

ausgedrückt werden.

Der Bandpaßfilter 212 gemäß Fig. 2, wird durch den Bandpaßfilter 317 gemäß Fig. 3 ersetzt, wobei dieser Filter sein Paßband entweder auf der Trägerfrequenz des unteren oder niedrigeren Seitenbandes $(n-1)f_c$ oder auf der Trägerfrequenz des oberen Seitenbandes $(n+1)f_c$ hat. Der Signalausgang des Bandpaßfilters 317 ist somit ein phasenmoduliertes Signal mit Phasenveränderungen, welche eine Funktion von $\frac{2\pi}{\lambda} x$ sind, sowie eine Trägerfrequenz $(n+1)f_c$. Es ist ersichtlich, daß diese Mittelfrequenz des Bandpaßfilters 317 viel höher als die Mittelfrequenz des Bandpaßfilters 212 ist. Infolgedessen kann der Bandpaßfilter 317 aus einem keramischen Filter bestehen, der verhältnismäßig billig und klein ist.

Das am Ausgang des Bandpaßfilters 317 erzeugte phasenmodulierte Signal der höheren Frequenz wird durch den Verstärker 113 verstärkt und durch den Wellenformer 214, um ein phasenmoduliertes Rechteckimpulssignal zu bilden bzw. zu formen. Die Phasenveränderungen dieses Rechteckimpulssignals werden durch den Phasenvergleicher 318 ermittelt. Bei der in Fig. 3 gezeigten Ausführungsform ist der Phasenvergleicher 318 eine durch Zeitsteuerimpulse gesteuerte Flip-Flop-Schaltung, wie z. B. einer Flip-Flop-Schaltung der D-Bauart, deren Dateneingangsklemme mit dem Ausgang des Wellenformers 214 verbunden ist und deren Taktimpulseingangsklemme angeschlossen ist, um die durch den Oszillator 201 erzeugten Taktimpulse zu empfangen. Der Phasenvergleicher 318 dient zur Umsetzung des phasenmodulierten Rechteckimpulssignals der Folgefrequenz $(n+1)f_c$, das durch den Wellenformer 214 erzeugt ist, in ein Rechteckwellensignal mit einer Folgefrequenz f_o , wobei auch die Phasenveränderungen, die in dem impulsmodulierten Rechteckimpulssignal der höheren Frequenz enthalten sind, vorliegen.

Der Ausgang des Phasenvergleichers 318 ist somit dem Ausgang des Wellenformers 214 gemäß Fig. 2 gleich. Die Interpolationsschaltung 215 arbeitet, um die Phasenveränderungen in dieser Rechteckwellenform abzutasten, um die oben erwähnten Impulse $P+$ bzw. $P-$ mit positiver bzw. negativer Richtung zu erzeugen.

Bei der Ausführungsform gemäß Fig. 3 kann die Frequenz der Taktimpulse, welche der Interpolationsschaltung 215 aus dem Oszillator 201 zugeführt sind, herabgesetzt werden. Da darüberhinaus das durch die Addierstufe 211 erzeugte, phasenmodulierte Signal in eine höhere Frequenz frequenzmäßig umgesetzt ist, bestehen keine Schwierigkeiten einer langsamen Ansprechzeit. Die Verwendung des Gegentaktmodulators 316 erfordert jedoch die Addierung oder Zugabe einer verhältnismäßig komplizierten Schaltung und die begleitenden erhöhten Kosten. Es würde vorteilhaft sein, falls das phasenmodulierte Signal die höhere Frequenz $(n-1)f_c$ haben kann, jedoch ohne die Verwendung eines Gegentaktmodulators zu erfordern.

Die in Fig. 4 gezeigte erfundungsgemäße Ausführungsform erreicht das gewünschte Ziel einer Vereinfachung des Verschiebungsdetektorgerätes, wobei auch wünschenswerterweise ein phasenmoduliertes Signal einer verhältnismäßig höheren Frequenz $(n-1)f_c$ erhalten wird. Das dargestellte Gerät besteht aus einer Quelle 410 für Erregersignale, aus dem Verstärkern 411 und 412, einer Addierstufe 405, einem Bandpaßfilter 406, einem Verstärker/Begrenzer 407, einem Wellenformer 408 und einer Interpolationsschaltung 409. Die Quelle 410 ist mit einer Eingangsklemme A verbunden, worin Impulssignale der Folgefrequenz $f_o/2$ geliefert werden. Solche Impulssignale können aus einem Oszillator und einem Frequenzteiler, welcher dem Oszillator 201 bzw. dem Frequenzteiler 202, welcher oben beschrieben wurde, ähnlich sind. Die Quelle 410 kann zwei Impulssignale erzeugen, wovon jede die Folgefrequenz $f_o/2$ hat, wobei diese beiden Impulssignalfolgen um $\pi/4$ zueinander phasenverschoben sind. Diese Quelle kann daher einen Phasenschieber enthalten, welcher dem zuvor beschriebenen Phasenschieber 203 ähnlich ist. Ein Ausgang der Quelle 410 ist mit den Erregerwicklungen des Magnetkopfes 402 durch den Verstärker 411 verbunden. Der andere Ausgang der Quelle ist mit den Erregerwicklungen des Magnetkopfes 403 durch den Verstärker 412 verbunden. Somit werden Erregersignale B und C, wobei die beiden Signale eine Impulswellenform aufweisen, den Magnetköpfen zugeführt. Die Erregerimpulse B werden in Bezug auf die Erregerimpulse C um $\pi/4$ verschoben.

Das Verschiebungsdetektorgerät enthält eine Magnetskala 401, welche der zuvor beschriebenen Magnetskala

206 ähnlich ist und auf ihr aufgezeichnete Eichsignale aufweist, welche wiederum die Wellenlänge λ hat. Die Magnetköpfe 402 und 403 sind sättigbare Magnetköpfe und somit unterdrücken sie die Trägerkomponente der Frequenz $f_c/2$ der Erregersignale, wobei jedoch sie auf die zweite Oberschwingung dieser Erregersignale mit der Frequenz f_c empfindlich sind. Das jedem Kopf zugeführte Erregersignal und das durch diesen Magnetkopf wiedergegebene Eichsignal werden dort abgleichsmoduliert. Da jedes Erregersignal ein Impulssignal ist, sind die abgeglichenen bzw. modulierten Signale e_1 und e_2 , welche durch die Magnetköpfe 402 bzw. 403 erzeugt sind, 5 Impulssignale mit einer Komponente, welche sich als Funktion des Cosinus oder Sinus von $\frac{2\pi}{\lambda}x$ ändert.

Die durch den Magnetkopf 402 bzw. 403 erzeugten abgeglichenen, modulierten Signale werden mit der Addierstufe 405 über eine Amplitudeneinstellschaltung 404 gekoppelt. Diese Amplitudeneinstellschaltung, welche hier als ein Regelwiderstand dargestellt ist, dient zur Gleichmachung der Amplituden der abgeglichenen, modulierten Signale e_1 und e_2 . Insbesondere und wie beschrieben werden soll, kann diese Amplitudeneinstellschaltung dienen, um die Amplituden einer bestimmten höheren Oberschwingung der abgeglichenen, modulierten Signale gleich zu machen. Die Addierstufe 405 ist als ein Summiertransformator dargestellt, dessen Eingangswicklungen die abgeglichenen, modulierten Signale e_1 bzw. e_2 empfangen, wobei dieser Summiertransformator eine Ausgangswicklung zur Erzeugung eines Ausgangsrechteckwellenformsignals e_3 hat, welches die Summe 10 der abgeglichenen, modulierten Signale ($e_3 = e_1 + e_2$) ist.

Der Ausgang der Addierstufe 405 ist mit einem Bandpaßfilter 406 verbunden. Das Paßband dieses Bandpaßfilters ist auf einer Frequenz zentriert, welche einer bestimmten höheren Oberschwingung gleich ist, die in der phasenmodulierten Rechteckwellenform e_3 erhalten ist. Die Mittelfrequenz des Bandpaßfilters 406 kann beispielsweise gleich $(n-1)f_c$ sein. Der Ausgang e_4 dieses Bandpaßfilters ist somit ein sinusförmiges, phasenmoduliertes Signal mit der Trägerfrequenz $(n-1)f_c$. Dieses Signal e_4 wird an den Verstärker/Begrenzer 407 angelegt, welcher die sinusförmige Wellenform in eine rechteckige Wellenform umsetzt. Diese rechteckige Wellenform ist so geformt, daß sie die gewünschte Impulspериode oder das erwünschte Tastverhältnis in dem Wellenformer 408 hat, wobei der Ausgang des Wellenformers der Interpolationsschaltung 409 zugeführt wird, wie nachfolgend 15 näher zu beschreiben sein wird.

Es sei nun angenommen, daß im Arbeitszustand des Gerätes das von der Eingangsklemme A zur Quelle 410 zugeführte Impulssignal so wie in Fig. 5A gezeigt, erscheint. Diese Quelle erzeugt positive und negative Impulse B bzw. C, welche in den Fig. 5A bzw. 5C gezeigt und in Bezug zueinander um $\pi/4$ phasenverschoben sind. Die 20 Impulssignale B und C, welche beide die Folgefrequenz $f_c/2$ haben, werden zur Erregung der Magnetköpfe 402 bzw. 403 verwendet. Der Magnetkopf 402 erzeugt das abgeglichene, modulierte Signal e_1 von den Erregerimpulsen B, welche dort zugeführt werden, sowie von den Eichsignalen, die von der Magnetskala 402 wiedergegeben werden. Auf ähnliche Weise erzeugt der Magnetkopf 403 das abgeglichene, modulierte Signal e_2 aus den Erregerimpulsen C, welche dort zugeführt werden, sowie von den Eichsignalen, welche er von der Skala 401 wiedergibt. Diese ausgeglichenen, modulierten Signale sind Impulssignale und enthalten somit die Grundfrequenz f_c und höhere Oberschwingungen derselben. Die abgeglichenen, modulierten Signale e_1 und e_2 können 25 wie folgt dargestellt werden:

$$e_1 = E_{11} \sin \omega t \cos \frac{2\pi}{\lambda} x + E_{12} \sin 2\omega t \cos \frac{2\pi}{\lambda} x \dots + E_{19} \sin 9\omega t \cos \frac{2\pi}{\lambda} x + \dots + E_{1n} \sin n\omega t \cos \frac{2\pi}{\lambda} x \quad (1) \quad 30$$

$$e_2 = E_{21} \cos \omega t \sin \frac{2\pi}{\lambda} x + E_{22} \cos 2\omega t \sin \frac{2\pi}{\lambda} x \dots + E_{29} \cos 9\omega t \sin \frac{2\pi}{\lambda} x + \dots + E_{2n} \cos n\omega t \sin \frac{2\pi}{\lambda} x \quad (2) \quad 35$$

worin $\omega = 2\pi f_c$ ist. Die Ausgangspegel dieser Oberschwingungen sind in Fig. 6 (II) graphisch dargestellt. Die vergleichbaren Oberschwingungen, welche an den Ausgängen der Magnetköpfe 207 bzw. 208 sind, wenn sie durch sinusförmige Signale erregt sind, und nicht durch Impulssignale, sind in Fig. 6(I) graphisch dargestellt. Es ist ersichtlich, daß nach der vorliegenden Erfindung, nach welcher die Magnetkopferregersignale Impulssignale sind, die Ausgangspegel der höheren Oberschwingungen wesentlich größer als jene bei dem Gerät nach dem Stand der Technik sind, worin sinusförmige Erregersignale verwendet werden.

Die Addierstufe 405 addiert die Signale der Gleichungen (1) und (2), um das phasenmodulierte Impulssignal e_3 zu erzeugen, welches wie folgt ausgedrückt werden kann:

$$e_3 = e_1 + e_2 \quad 55$$

$$= E_1 \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{\lambda} x \right) + E_2 \sin \left(2\omega t + \frac{2\pi}{\lambda} x \right) \dots + E_n \sin \left(n\omega t + \frac{2\pi}{\lambda} x \right). \quad (3) \quad 60$$

Es ist ersichtlich, daß obwohl die Addierstufe 405 als ein Summiertransformator gezeigt ist, auch andere Addierschaltungen verwendet werden können.

Zum Zwecke der vorliegenden Erörterung sei angenommen, daß die Mittelfrequenz $(n-1)f_c$ des Bandpaßfilters 406 der neunten Oberschwingungsfrequenz $9f_c$ gleich ist. Der Ausgang des Bandpaßfilters wird somit ein phasenmoduliertes sinusförmiges Signal e_4 , welches wie folgt ausgedrückt ist:

$$e_4 = E_0 \sin \left(9 \omega t + \frac{2\pi}{\lambda} x \right) \quad (4)$$

5 Da eine bestimmte Oberschwingung durch den Bandpaßfilter gewählt ist, kann die Amplitudeneinstellschaltung 404 gegebenenfalls einem Typ angehören, nach welchem sie diese Oberschwingung der abgeglichenen, modulierten Signale e_1 und e_2 gleich macht. D. h. die neunte Oberschwingung beispielsweise des abgeglichenen, modulierten Signals e_1 kann so eingestellt werden, daß sie in der Amplitude der neunten Oberschwingung des abgeglichenen, modulierten Signals e_2 gleich ist.

10 Der Ausgang des Bandpaßfilters 406 ist, wie gezeigt, ein phasenmoduliertes Signal einer höheren Frequenz, ähnlich dem Ausgang des Gegentaktmodulators 306 gemäß Fig. 3. Bei der in Fig. 4 gezeigten Ausführungsform ist selbstverständlich der Gegentaktmodulator nicht erforderlich.

15 Das phasenmodulierte Signal e_4 wird in ein phasenmoduliertes Rechteckwellensignal durch den Verstärker/Begrenzer 407 und den Wellenformer 408 umgesetzt. Der Ausgang des Wellenformers 408 ist somit dem Ausgang des Wellenformers 214 des zuvor beschriebenen Gerätes ähnlich. Dieses phasenmodulierte Rechteckwellensignal wird der Interpolationsschaltung 409 zugeführt, welche die Phasenmodulationen darin zur Erzeugung der Impulse $P+$ der positiven Richtung und der Impulse $P-$ der negativen Richtung abtastet, welche positive bzw. negative Inkrementverschiebungen der Skala 401 in Bezug auf die Magnetköpfe 402 bzw. 403 darstellen.

20 Eine Ausführungsform der Interpolationsschaltung 409 ist in der teilweise blockschaltungsartigen teilweise logischen Ansicht der Fig. 7 gezeigt. Die Interpolationsschaltung besteht aus einer Phasendetektorschaltung 513, welche aus m Phasendetektorstufen besteht, worin m eine ganze Zahl ist, einem Taktimpulsgeber 514 und einer Interpolationsschaltung 515, welche näher aus Fig. 10 ersichtlich ist. Jede Phasendetektorstufe, die in dem Phasendetektor 513 enthalten ist, ist beispielsweise eine durch Zeitsteuerimpulse gesteuerte Flip-Flop-Schaltung, wie z. B. eine Flip-Flop-Schaltung des D-Typs, die eine Dateneingangsklemme und eine Taktimpulseingangsklemme hat. Die Dateneingangsklemmen D_1, D_2, \dots, D_m der Phasendetektorstufen 513₁, 513₂, ..., 513_m sind gemeinsam mit dem Ausgang des Wellenformers 408 zum Empfang der phasenmodulierten Rechteckwellenform der Folgefrequenz $(n-1)f_c$ verbunden, welche, wie angenommen wurde, gleich $9f_c$ ist. Die Taktimpulseingänge CK_1, CK_2, \dots, CK_m der Phasendetektorstufen sind mit entsprechenden Ausgängen des Taktimpulsgebers 514 zum Empfang entsprechender Phasen $\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_m$ der Taktimpulssignale verbunden. Wie bei der vorliegenden Beschreibung verwendet, ist das Symbol Φ der griechische Buchstabe "phi". Die Ausgänge Q_1, Q_2, \dots, Q_m der Phasendetektorstufen 513₁, 513₂, ..., 513_m sind mit entsprechenden Eingängen der Interpolationsschaltung 515 verbunden, um impulsbreitenmodulierte Rechteckwellenformen S_1, S_2, \dots, S_m zu liefern.

35 Der gemäß einer in Fig. 8 gezeigten Ausführungsform vorgesehene Taktimpulsgeber 514 weist eine Eingangsklemme auf, welche angeschlossen ist, um Taktimpulse einer verhältnismäßig höheren Frequenz mnf_c zu empfangen, wobei er entsprechenden Phasen $\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_m$ der Taktimpulse erzeugen kann, wovon jeder die Frequenz nf_c hat. D. h. der Taktimpulsgeber teilt die Eingangstaktimpulse der Frequenz mnf_c durch den Faktor m . Jede Phase Φ_1, \dots, Φ_m der dem Phasendetektor 513 zugeführten Taktimpulse hat die Frequenz nf_c , wobei jede

40 Phase von der nächstfolgenden Phase um den Wert $\frac{2\pi}{m}$ phasenverschoben ist.

45 Im Arbeitszustand wird beispielsweise die Phasendetektorstufe 513₁ mit dem phasenmodulierten Rechteckimpulssignal der Frequenz $(n-1)f_c$ an der Dateneingangsklemme D_1 gespeist. Die Phase dieses phasenmodulierten Rechteckimpulssignals wird mit der Phase der Taktimpulspulse Φ_1 verglichen, die durch den Taktimpulsgeber 514 erzeugt ist. Der Ausgang der Phasendetektorstufe 513₁ ist eine impulsbreitenmodulierte Rechteckwellenform der Folgefrequenz f_c (d. h. der Unterschied zwischen den Frequenzen der Taktphase und dem phasenmodulierten Rechteckimpulssignal, das entsprechend zugeführt ist), deren Tastverhältnis oder Impulsperiode sich als Funktion der Phasenmodulation ändert. Jede der übrigen Stufen 513₂, ..., 513_m erzeugt auch eine impulsbreitenmodulierte Rechteckwellenform der Folgefrequenz f_c , wobei jedoch jede solche impulsbreitenmodulierte Rechteckwellenform von der nächstfolgenden impulsbreitenmodulierten Rechteckwellenform um einen Wert gleich $\frac{2\pi}{m}$ versetzt oder phasenverschoben ist. D. h. da die Taktimpulspulse Φ_1, \dots, Φ_m in Bezug zueinander phasenverschoben sind, sind auch die impulsbreitenmodulierten Rechteckwellenformen S_1, \dots, S_m ebenso phasenverschoben.

55 Nun wird eine Ausführungsform des Taktimpulsgebers 514 unter Bezugnahme auf das in Fig. 8 gezeigte logische Schaltbild beschrieben. Es sei einfachheitshalber angenommen, daß dieser Taktimpulsgeber vier Phasen ($m=4$) von Taktimpulsen erzeugt, d. h. die Taktimpulspulse Φ_1, \dots, Φ_4 . Der Taktimpulsgeber besteht aus vier durch Zeitsteuerimpulse gesteuerten Flip-Flop-Schaltungen 616, 617, 618 und 619, wie z. B. den Flip-Flop-Schaltungen des D-Typs, wobei die Taktimpulseingänge CK sämtliche dieser Schaltungen gemeinsam angeschlossen sind, um die Taktimpulse der Frequenz mnf_c zu empfangen. Der Ausgang Q der Flip-Flop-Schaltung 616 ist mit dem Dateneingang D der nachfolgenden Flip-Flop-Schaltung 617 verbunden, deren Ausgang Q mit dem Eingang D der folgenden Flip-Flop-Schaltung 618 verbunden ist, deren Ausgang Q mit dem Eingang D der folgenden Flip-Flop-Schaltung 619 verbunden ist. Darüberhinaus sind die entsprechenden Eingänge einer NOR-Torschaltung 620 mit den Ausgängen Q der Flip-Flop-Schaltungen 616, 617 und 618 verbunden, wobei ihr Ausgang mit dem Eingang D der Flip-Flop-Schaltung 616 verbunden ist.

60 Die Arbeitsweise des in Fig. 8 gezeigten Taktimpulsgebers ist durch die in den Fig. 9A - 9E gezeigten Zeitsteuerwellenformen dargestellt. Es sei angenommen, daß zunächst ein binäres "1" in der Flip-Flop-Schaltung 619 vorhanden ist, worauf ihr Ausgang Q ein binäres "1" erzeugt, während die restlichen Flip-Flop-Schaltungen

616–618 jeweils eine binäre "0" speichern. Jeder Eingang der NOR-Torschaltung 620 ist somit mit einer binären "0" versehen, so daß ein binäres "1" an den Eingang D der Flip-Flop-Schaltung 616 angelegt wird. Aufgrund des in Fig. 9A gezeigten ersten Taktimpulses wird die Flip-Flop-Schaltung 616 eingestellt, um ein binäres "1" zu speichern, während die zuvor in den Flip-Flop-Schaltungen 616, 617 und 618 vorhin gespeicherten Inhalte in die Flip-Flop-Schaltungen 617 bzw. 618 bzw. 619 eingeschoben werden. Daher ist ein binäres "1" am Ausgang Q nur der Flip-Flop-Schaltung 616 vorgesehen. Die Taktimpulsphase Φ_1 ist somit ein binäres "1" am ersten Taktimpulseingang gemäß Fig. 9B. Da ein binäres "1" am Eingang D der Flip-Flop-Schaltung 616 erhalten ist, liefert nun die NOR-Torschaltung 620 eine binäre "0" dem Eingang D der Flip-Flop-Schaltung 616.

Aufgrund des in Fig. 9A gezeigten, nächsten Taktimpulses wird das zuvor in der Flip-Flop-Schaltung 616 gespeicherte binäre "1" in die Flip-Flop-Schaltung 617 geschoben, wobei die Flip-Flop-Schaltung 616 auf eine binäre "0" rückgestellt wird. Die von dem Ausgang Q der Flip-Flop-Schaltung 616 erhaltene Taktimpulsphase Φ_2 ist nun ein binäres "1", wie in Fig. 9C gezeigt. Aufgrund des nächsten Taktimpulses gemäß Fig. 9A wird die Flip-Flop-Schaltung 617 rückgestellt, wobei das zuvor dort gespeicherte binäre "1" in die Flip-Flop-Schaltung 618 eingegeben wird. Die Taktimpulsphase Φ_3 ist daher nunmehr ein binäres "1", wie in Fig. 9D gezeigt. Beim nächsten Taktimpuls gemäß Fig. 9A wird die Flip-Flop-Schaltung 618 auf eine binäre "0" rückgestellt, wobei das zuvor dort gespeicherte binäre "1" in die Flip-Flop-Schaltung 619 eingegeben wird. Daher ist nunmehr die Taktimpulsphase Φ_4 ein binäres "1", wie in Fig. 9E gezeigt. Zu diesem Zeitpunkt wird eine binäre "0" jedem Eingang der NOR-Torschaltung 620 zugeführt, woraus sich ergibt, daß ein binäres "1" dem Eingang D der Flip-Flop-Schaltung 616 zugeführt wird. Aufgrund des nächsten Taktimpulses gemäß Fig. 9A wird infolgedessen die Flip-Flop-Schaltung 619 rückgestellt, wobei die Flip-Flop-Schaltung 616 auf ein binäres "1" eingestellt wird. Dieser Vorgang wird zyklisch wiederholt, wobei die Folgefrequenz jeder Taktimpulsphase gleich 1/4tel der Folgefrequenz der in Fig. 9A gezeigten Taktimpulse ist, oder genauer n_f . Es ist angenommen worden, daß bei der obigen Erörterung $(n-1)=9$ und daher $n=10$.

Wie ersichtlich, ist die Phasenverschiebung zwischen aufeinanderfolgenden Taktimpulsphasen $\frac{2\pi}{4} = \frac{\pi}{2}$.

Wenn der in Fig. 8 gezeigte Taktimpulsegeber bei der Ausführungsform gemäß Fig. 7 verwendet wird, so besteht der Phasendetektor 513 aus vier Phasendetektorstufen, wobei jede Stufe mit einer Taktimpulsphase von n_f (z. B. $10f_c$) und einer Folgefrequenz $(n-1)f_a$ z. B. $9f_c$ des phasenmodulierten Rechteckimpulssignals gespeist wird. Der Ausgang jeder Stufe ist somit eine impulsbreitenmodulierte Rechteckwellenform einer Folgefrequenz

f_a wobei die impulsbreitenmodulierten Rechteckwellenformen benachbarter Phasendetektorstufen um $\frac{\pi}{2}$ relativ zueinander phasenverschoben sind.

Nun wird eine Ausführungsform der Interpolationsschaltung 515 unter Bezugnahme auf Fig. 10 beschrieben, worin diese Interpolationsschaltung als ein Phasenmeßfühler gezeigt ist, der aus den Phasenmeßfühlerstufen 721, 722, 723 und 724 zusammengesetzt ist. Entsprechend dem obigen Beispiel sei angenommen, daß $m=4$ ist. Die Phasenmeßfühlerstufen 721–724 sind in ihrer Konstruktion im wesentlichen gleich, so daß Kürze halber nur die Stufe 721 näher dargestellt wird. Jede Stufe wird mit einer entsprechenden impulsbreitenmodulierten Rechteckwellenform und mit der Taktimpulsphase gespeist, welche zum Ableiten dieser Wellenform verwendet werden ist. Somit ist die Stufe 721 mit der impulsbreitenmodulierten Rechteckwellenform S_1 und mit der Taktimpulsphase Φ_1 .

Die Phasenmeßfühlerstufe 721 besteht aus durch Zeitsteuerimpulse gesteuerte Flip-Flop-Schaltungen, wie z. B. die Flip-Flop-Schaltungen 725 und 726 des T-Typs, den NOR-Torschaltungen 728, 729, den UND-Torschaltungen 730, 731 und 732 und dem Schieberregister 727. Der Dateneingang D der Flip-Flop-Schaltung 725 ist angeschlossen, um die impulsbreitenmodulierte Rechteckwellenform S_1 zu empfangen, während ihr Taktimpuseingang angeschlossen ist, um die Taktimpulsphase Φ_1 zu empfangen. Der Ausgang Q der Flip-Flop-Schaltung 725 ist mit dem Eingang D der Flip-Flop-Schaltung 726 und darüberhinaus mit einem Eingang der NOR-Torschaltung 725 verbunden. Der Taktimpuseingang CK der Flip-Flop-Schaltung 726 ist angeschlossen, um die Taktimpulsphase Φ_1 zu empfangen, während ihr Ausgang \bar{Q} mit dem anderen Eingang der NOR-Torschaltung 729 verbunden ist. Die NOR-Torschaltung 729 kann einen Ladeimpuls aufgrund beispielsweise des negativen Überganges in die Wellenform S_1 , wobei dieser Ladeimpuls dem Ladeeingang des Schieberregisters 727 zugeführt wird.

Ein Eingang der NOR-Torschaltung 728 ist angeschlossen, um die Wellenform S_1 zu empfangen, während ein anderer Eingang derselben mit dem Ausgang \bar{Q} der Flip-Flop-Schaltung 725 verbunden ist. Der Ausgang der NOR-Torschaltung 728 ist mit einem invertierenden Eingang der UND-Torschaltung 732 verbunden, wobei diese UND-Torschaltung einen anderen Eingang aufweist, der angeschlossen ist, um die Taktimpulsphase Φ_1 zu empfangen. Die Kombination der Flip-Flop-Schaltung 725, der NOR-Torschaltung 728 und der UND-Torschaltung 732 dient zum Subtrahieren oder Löschen eines Impulses aus der Taktimpulsfolge in der Taktimpulsphase Φ_1 . Der Ausgang der UND-Torschaltung 732 ist mit dem Taktimpuseingang des Schieberregisters 725 verbunden.

Wie gezeigt, ist das Schieberregister 727 ein Vierstufenschieberegister mit Eingangsklemmen A – D . Die Eingangsklemmen A , B und C sind gemeinsam beispielsweise mit einer Quelle von binären "0", während die Eingangsklemme C mit einer Quelle von binären "1" verbunden ist. Aufgrund des Ladeimpulses, der dem Ladeeingang zugeführt ist, und synchron mit einem Taktimpuls, der dem Taktimpuseingang zugeführt ist, wird das Schieberregister 727 mit den Signalen geladen, welche den Eingangsklemmen A – D zugeführt sind. Bei dem dargestellten Beispiel wird das Schieberregister 727 zunächst mit dem Binärsignal 0010 geladen. Daraufhin und in Abwesenheit eines zugeführten Ladeimpulses werden die Inhalte dieses Schieberregisters aufgrund der Zuführung jedes Taktimpulses mit der Taktimpulsphase Φ_1 in Umlauf gebracht. Jede Stufe des Schieberregisters 727 weist Ausgangsklemmen Q_A , Q_B , Q_C und Q_D auf. Je nachdem in dem Schieberregister gespeicherten binären

Signal erzeugen diese Ausgangsklemmen entsprechende Binärsignale. Der Ausgang Q_B ist mit der UND-Torschaltung 731 und der Ausgang Q_D ist mit der UND-Torschaltung 730 verbunden. Darüberhinaus wird der Ausgang Q_D einer Eingangsklemme zurückgeführt, um somit die Inhalte des Schieberegisters in Umlauf zu bringen, bis ein anderer Ladeimpuls entsprechend zugeführt wird. Jede UND-Torschaltung 730 und 731 weist zusätzlich einen weiteren Eingang auf, der mit dem Ausgang der NOR-Torschaltung 720 verbunden ist, sowie einen weiteren Eingang, der mit Taktimpulsen gespeist ist.

Die UND-Torschaltung 730 kann einen Ausgangsimpuls U_1 erzeugen, welcher die positive Verschiebung von beispielsweise der Skala 401 in Bezug auf die Köpfe 402 und 403 (Fig. 4) darstellt, welche einen vorbestimmten Inkrementwert überschreitet. Die UND-Torschaltung 731 kann einen Ausgangsimpuls D_1 erzeugen, welcher eine Negativverschiebung darstellt, die einen vorbestimmten Inkrementwert übersteigt. Sämtliche Stufen der restlichen Stufen 722, 723 und 724 dienen zur Erzeugung ähnlicher Positivrichtungsausgangssignale U_2 bzw. U_3 bzw. U_4 sowie Negativrichtungsausgangsimpulse D_2 , D_3 und D_4 . Sämtliche Positivrichtungsausgangsimpulse werden einer ODER-Torschaltung 733 zugeführt, während sämtliche Negativrichtungsausgangsimpulse einer ODER-Torschaltung 734 zugeführt werden. Der Ausgang der ODER-Torschaltung 733 bildet den Impuls $P+$ mit der positiven Richtung, während der Ausgang der ODER-Torschaltung 734 den Impuls $P-$ mit der negativen Richtung bildet.

Nachfolgend wird die Arbeitsweise der in Fig. 2 dargestellten Ausführungsform unter Bezugnahme auf die Wellenformenbilder der Fig. 11A–11K beschrieben. Es sei angenommen, daß die impulsbreitenmodulierte Rechteckwellenform S_1 sowie in Fig. 11A dargestellt erscheint, und daß die Taktimpulsphase Φ_1 sowie in Fig. 11B dargestellt erscheint. Einfachheitshalber ist das Tastverhältnis oder die Impulsperiode des Taktimpulses aus dem in Fig. 9B gezeigten modifiziert, wobei jedoch dies sich auf die Arbeitsweise der Interpolationschaltung nicht auswirkt. Gemäß der obigen Annahme, wird angenommen, daß die Folgefrequenz der Rechteckwellenform S_1 gleich f_c und daß die Folgefrequenz der Taktimpulsphase Φ_1 gleich $10f_c$ ist. Als ein zahlenmäßiges Beispiel liegt die Folgefrequenz der Wellenform S_1 in der Größenordnung von 50 KHz, während die Folgefrequenz der Taktimpulsphase Φ_1 in der Größenordnung von 500 KHz liegt. Es ist ersichtlich, daß die Wellenformer S_2 – S_4 auch impulsbreitenmodulierte Rechteckwellenformen sind, die um ein Viertel der Periode jeder Taktimpulsphase voneinander verschoben sind.

Die Rechteckwellenform S_1 wird durch die Phasendetektorstufe 513₁ (Fig. 7) erzeugt und daher mit der Taktimpulsphase Φ_1 synchronisiert. Es sei angenommen, daß der negative Übergang in die Wellenform S_1 unmittelbar auf den negativen Übergang in die Taktimpulsphase Φ_1 oder unter einer geringen Verzögerung davon erfolgt. Dementsprechend ändert sich der Ausgang Q der Flip-Flop-Schaltung 725 nicht von einem binären "1" in eine binäre "0" bis fast eine Vollperiode der Taktimpulsphase Φ_1 dem negativen Übergang in die Wellenform S_1 folgt. Dies bedeutet, daß während einer Periode der diesem Übergang in S_1 folgenden Taktimpulsphase eine binäre "0" einem Eingang der NOR-Torschaltung 728 entsprechend dem niedrigeren Pegel der Wellenform S_1 und eine binäre "0" dem anderen Eingang dieser NOR-Torschaltung durch den Ausgang \bar{Q} der Flip-Flop-Schaltung 725 zugeführt wird. Für diese eine Periode der Taktimpulsphase Φ_1 für die NOR-Torschaltung 728 ein binäres "1" der UND-Torschaltung 732 gemäß Fig. 11C. Diese binäre "1" hindert die UND-Torschaltung 732 daran, auf einen Taktimpuls anzusprechen, wodurch ein Taktimpuls von dem Ausgang der UND-Torschaltung gemäß Fig. 11E subtrahiert oder gelöscht wird. D. h. der Taktimpuls der Taktimpulsphase Φ_1 , wie während der Dauer erzeugt, während welcher die NOR-Torschaltung 728 ein binäres "1" erzeugt, geht nicht durch die UND-Torschaltung 732. Sobald selbstverständlich die NOR-Torschaltung 728 zu ihrem Ausgangspiegel von einer binären "0" zurückgeführt wird, wird die UND-Torschaltung 732 wiederum in den erforderlichen Zustand versetzt, aufeinanderfolgende Taktimpulse durchzulassen.

Wenn die Flip-Flop-Schaltung 725 entsprechend dem negativen Übergang in den Ausgangsimpuls der NOR-Torschaltung 720 zurückgestellt ist, wie in Fig. 11C gezeigt, so verbleibt die Flip-Flop-Schaltung 726 in ihrem eingestellten Zustand bis zum nächstfolgenden Taktimpuls in der Taktimpulsphase Φ_1 . Nach Beendigung des Ausgangsimpulses der NOR-Torschaltung 728 sind somit sowohl der Ausgang Q der Flip-Flop-Schaltung 725 als auch der Ausgang \bar{Q} der Flip-Flop-Schaltung 726 eine binäre "0" für die Dauer einer Taktimpulsperiode. Die NOR-Torschaltung 729 wird somit mit einer binären "0" an jedem ihrer Eingänge zur Erzeugung des in Fig. 11C gezeigten Ausgangsimpulses. Nach der Zuführung des nächstfolgenden Taktimpulses wird die Flip-Flop-Schaltung 726 zurückgestellt um somit den Ausgangsimpuls der NOR-Torschaltung 729 zu beenden. Der Ausgangsimpuls der NOR-Torschaltung 729 hat somit eine Dauer gleich einer Taktimpulsperiode. Dieser Ausgangsimpuls wird dem Ladeeingang des Schieberegisters 727 zugeführt. Beim negativen Übergang des Taktimpulses, wie er am Ausgang der UND-Torschaltung 732 während der Dauer des Impulsausgangs der NOR-Torschaltung 729 erscheint, wird das Schieberegister 727 mit dem voreingestellten Signal 0010 geladen, das den Eingängen A – D entsprechend zugeführt wird. Dieses geladene, voreingestellte Signal ist in den Fig. 11F–11I gezeigt. Dann werden auf Grund jedes aufeinanderfolgenden Taktimpulses, der während der restlichen Periode der Wellenform S_1 erzeugt ist, die Inhalte des Schieberegisters 727 darin wiederum in Umlauf gebracht.

Es sei nun angenommen, daß die nominale Periode der Wellenform S_1 ausreicht, um zehn Taktimpulse zu enthalten. Wenn die Impulsperiode oder das Tastverhältnis der Wellenform S_1 erhöht wird, kann eine größere Anzahl von Taktimpulsen während dieser Periode enthalten sein. Umgekehrt, wenn die Impulsperiode oder das Tastverhältnis der Rechteckwellenform abnimmt, so kann eine kleinere Anzahl von Taktimpulsen in der Periode enthalten sein. Die Zunahme oder Abnahme der Impulsperiode ist selbstverständlich Funktion der Phasenmodulation des durch den Wellenformer 408 erzeugten, phasenmodulierten Rechteckimpulssignals, so daß eine Anzeige der Verschiebung der Skala 401 in Bezug auf die Köpfe 402 und 403 dem entspricht. Falls nun angenommen wird, daß die Impulsperiode der Wellenform S_1 konstant bleibt, d. h. daß sie weder erhöht noch herabgesetzt wird, werden bei der Erzeugung des neunten Taktimpulses am Ausgang der UND-Torschaltung 732 die Inhalte des Schieberegisters 727 wiederum gleich 0010 sein. D. h. das voreingestellte Signal wird darin

zurück zu seiner Anfangsstellung in Umlauf gebracht worden sein. Da der durch die UND-Torschaltung 732 zugeführte neunte Taktimpuls mit der Beendigung der Periode der impulsbreitenmodulierten Rechteckwellenform S_1 zusammenfällt, stellt das in dem Schieberegister 727 zu diesem Zeitpunkt gespeichertes Signal die Impulspériode der impulsbreitenmodulierten Rechteckwellenform dar. Dieses Signal ist das selbe wie das voreingestellte Signal, welches darin geladen worden war und stellt damit dar, daß die impulsbreitenmodulierte Rechteckwellenform im wesentlichen konstant bleibt.

Aufgrund des Beginns der nächstfolgenden impulsbreitenmodulierten Rechteckwellenform, d. h. aufgrund des negativen Übergangs in die Wellenform S_1 , erzeugt die NOR-Torschaltung 728 den in Fig. 11C gezeigten Ausgangsimpuls. Dieser Ausgangsimpuls ermöglicht es den UND-Torschaltungen 730 und 731, einen Ausgangsimpuls U_1 einer positiven Richtung oder einen Ausgangsimpuls D_1 einer negativen Richtung im Falle zu erzeugen, in welchem ein binäres "1" an dem Ausgang Q_D bzw. Q_B des Schieberegisters 727 erscheint. Es ist jedoch ersichtlich, daß die vorhergehende impulsbreitenmodulierte Rechteckwellenform S_1 eine im wesentlichen konstante Impulspériode hatte, so daß demgemäß das voreingestellte Signal 0010 nun an den Ausgangsklemmen $Q_A - Q_D$ des Schieberegisters erscheint. D. h. ein binäres "1" ist weder an der Ausgangsklemme Q_D noch an der Ausgangsklemme Q_B vorgesehen. Infolgedessen werden weder positive noch negative Ausgangsimpulse U_1, D_1 erzeugt.

Der am Ausgang der NOR-Torschaltung 728 aufgrund des negativen Übergangs in die Wellenform S_1 erzeugte Impuls löscht wie zuvor einen Taktimpuls von dem Ausgang der UND-Torschaltung 732. Demgemäß werden während der Periode dieses gelöschten Taktimpulses die Inhalte des Schieberegisters 727 nicht verschoben. Darüberhinaus wird zum Zeitpunkt des negativen Überganges dieses gelöschten Taktimpulses der durch die NOR-Torschaltung 728 erzeugte Impuls beendet werden, während die NOR-Torschaltung 729 einen Ladeimpuls dem Schieberegister 727 zuführt, wie in Fig. 11D gezeigt. Bei dem in der Taktimpulsphase Φ_1 (Fig. 11B) nächsten Taktimpuls wird das Schieberegister 727 mit diesem Taktimpuls über die UND-Torschaltung 732 gespeist und spricht auf den Ladeimpuls an, der durch die NOR-Torschaltung 720 erzeugt ist, um das voreingestellte Signal 0010 darin zu laden. Dieses voreingestellte Signal, welches nun wiederum in das Schieberegister geladen oder eingegeben wird, ist in den Fig. 11F-11I gezeigt. Dieses voreingestellte Signal wird innerhalb des Schieberegisters 727 in Abhängigkeit von den nächstfolgenden Taktimpulsen in Umlauf gebracht, welche durch die UND-Torschaltung 732 durchgelassen werden sind.

Wie bei dem zuvor beschriebenen Beispiel wird nach der Erzeugung des dem Schieberegister 727 zugeführten neunten Taktimpulses (welcher dem zehnten Taktimpuls gleich ist, der durch die Taktimpulsphase Φ_1 während der Periode der Wellenform S_1 zugeführt wurde) das voreingestellte Signal 0010 wiederum an der Ausgangsklemme $Q_A - Q_D$ erscheinen werden. Es sei jedoch nun angenommen, daß die Verschiebung der Skala 401 in Bezug auf die Köpfe 402 und 403 derart ist, daß die Impulspériode der Wellenform S_1 gemäß Fig. 11A verlängert oder ausgedehnt wird. Das bedeutet, daß die Periode der Wellenform S_1 nach Erzeugung des neunten Taktimpulses nicht beendet wird. Vielmehr wird ein zehnter Taktimpuls dem Schieberegister 727 durch die UND-Torschaltung 732 zugeführt, um das binäre "1" von der Stufe C in die Stufe D zu verschieben. Dadurch wird selbstverständlich das binäre "1" von der Ausgangsklemme Q_C in die Ausgangsklemme Q_D des Schieberegisters 727 verschoben, wie in den Fig. 11F-11I gezeigt. Wenn nun die Wellenform S_1 beendet wird, so wird der durch die NOR-Torschaltung 728 erzeugte Impuls S der UND-Torschaltung 730 ermöglichen, das an der Ausgangsklemme Q_D geliefert binäre "1" tormäßig zu verarbeiten, woraufhin der Ausgangsimpuls U_1 mit der positiven Richtung durch die UND-Torschaltung 730 gemäß Fig. 11J erzeugt wird. Dieser Ausgangsimpuls wird durch die ODER-Torschaltung 733 als positiver Verschiebungsimpuls P_+ zugeführt, der darstellt, daß die Skala 401 um einen vorbestimmten Inkrementwert in die positive Richtung verschoben worden ist.

Am Beginn der Periode der nächstfolgenden Wellenform S_1 wird ein Taktimpuls von den Kontaktimpulsen gelöst, welche durch die UND-Torschaltung 732 zum Schieberegister 727 durchgelassen sind, wie in Fig. 11E gezeigt und wie oben beschrieben. Die NOR-Torschaltung 729 führt auch den Ladeimpuls zum Schieberegister zu, wie in Fig. 11D gezeigt. Infolgedessen nach Erzeugung des nächstfolgenden Taktimpulses, d. h. des ersten Taktimpulses, der durch die UND-Torschaltung 732 während dieser Periode der Wellenform S_1 durchgelassen worden ist, wird das Schieberegister 727 mit den voreingestellten Signalen 0010 wie in den Fig. 11F-11I gezeigt, geladen. In der oben beschriebenen Art und Weise wird dieses voreingestellte Signal durch das Schieberegister 727 in Abhängigkeit von den nachfolgenden Taktimpulsen, die dem Schieberegister durch die UND-Torschaltung 732 zugeführt wurden, wieder in Umlauf gebracht. Es sei nun angenommen, daß die Impulspériode der Wellenform S_1 , wie in Fig. 11A gezeigt komprimiert ist. Infolgedessen werden nach Beendigung dieser Periode der Wellenform S_1 , d. h. bei dem negativen Übergang darin, nur acht Taktimpulse durch die UND-Torschaltung 732 zum Schieberegister 727 durchgekommen sein (d. h. nur Neuntaktimpulse der Taktimpulsphase Φ_1 werden erzeugt worden sein). D. h. am Ende dieser Periode der Wellenform S_1 wird das voreingestellte Signal in dem Schieberegister 727 zirkuliert, um das Signal 0010 darin zu erzeugen. D. h. das binäre "1", welches zunächst in die Stufe C geladen worden ist, wird am Ende dieser Periode der Wellenform S_1 gemäß Fig. 11F-11I zur Stufe 5 zurückgeführt worden sein. Demgemäß wird der durch die NOR-Torschaltung 728 aufgrund des negativen Überganges in der Wellenform S_1 erzeugte Impuls S und UND-Torschaltung 731 ermöglichen, das an der Ausgangsklemme Q_B gelieferte binäre "1" tormäßig zu behandeln. Die UND-Torschaltung 731 erzeugt somit den Ausgangsimpuls D_1 der negativen Richtung, wie in Fig. 11K gezeigt, welcher durch die ODER-Torschaltung 734 als Verschiebungsimpuls P_- der negativen Richtung zugeführt wird.

Aus der obigen Erörterung der Arbeitsweise der in Fig. 10 gezeigten Ausführungsform ist ersichtlich, daß Veränderungen der Impulspériode der Wellenform S_1 , d. h. Impulsbreitenmodulationen in dieser Rechteckwellenform, durch die detektormäßige Ermittlung der Anzahl der Taktimpulse der Taktimpulsphase Φ_1 abgetastet werden, welche innerhalb jeder Periode der Wellenform erfolgt. Bei den oben erörterten Beispielen wird diese detektormäßige Feststellung durch die Voreinstellung eines vorbestimmten binären Signals in das Schieberegister.

ster 727 am Beginn einer Periode der Wellenform S_1 erzielt; worauf dieses Signal für die Dauer der Periode wiederum in Umlauf gebracht wird. Impulsbreitenmodulationen werden als Funktion der bestimmten Stufen des Schieberegisters bestimmt, in welche das voreingestellte Signal am Ende der Wellenformperiode geschoben worden ist. Als eine Alternative kann ein Zähler zum zählen der Taktimpulse der Taktimpulsphase Φ_1 vorgesehen sein, welche während jeder Periode der Wellenform S_1 erzeugt werden. Diese Phasenmodulationen werden als Funktion des Zählwertes bestimmt, der durch diesen Zähler nach Beendigung der Periode erzielt wird.

Die Interpolationsschaltungen 722—724 arbeiten in einer Art und Weise, welche jener ähnlich ist, die oben unter Bezugnahme auf die Interpolationsschaltung 721 beschrieben wurde. Es ist ersichtlich, daß die Taktimpulshasen Φ_2 , Φ_3 und Φ_4 relativ zur Taktimpulsphase Φ_1 phasenverschoben sind, und zwar jeweils um einen anderen Wert, und daß die impulsbreitenmodulierten Rechteckwellenformen S_2 , S_3 und S_4 gleichfalls in Bezug auf die impulsbreitenmodulierte Rechteckwellenform S_1 um entsprechende Werte phasenverschoben sind. Als ein zahlenmäßiges Beispiel kann dann, wenn die Wellenlänge λ der Eichsignale auf der Magnetskala 401 gleich 200 Mikron ist, durch Verwendung einer vierphasigen Interpolationsschaltung, d. h. einer Interpolationsschaltung, welche aus den Schaltungen 721—724 besteht, eine Auflösung von 1/40 bei dcr detektorähnlichen Ermittlung der Verschiebung erreicht werden, d. h. ein Verschiebungsimpuls $P+$ oder $P-$ einer positiven oder negativen Richtung wird immer dann erzeugt, wenn die Skala 401 um 5 Mikron verschoben ist. Falls eine geringere Auflösung zufriedenstellend ist, so kann die Interpolationsschaltung aus einer Zweiphaseninterpolationsschaltung mit einer Auflösung von 1/20 bestehen. D. h. die Interpolationsschaltung kann die Schaltung 721 und 723 oder die Schaltung 722 und 724 aufweisen, worauf jeder der Schiebungsimpulse $P+$ oder $P-$ eine Verschiebung von 10 Mikron der Magnetskala 401 darstellt. Falls eine noch geringere Auflösung zufriedenstellend ist, so kann eine einphasige Interpolationsschaltung mit einer Auflösung von 1/10 verwendet werden, worauf ein Verschiebungsimpuls immer dann erzeugt wird, wenn die Magnetskala 401 um 20 Mikron verschoben ist. Falls die Interpolationsschaltung aus einer m -phasigen Interpolationsschaltung besteht, so ist ersichtlich, daß der Phasendetektor 513 gleichfalls aus m -Phasendetektorstufen besteht.

Aus der obigen Beschreibung ist ersichtlich, daß durch die Erregung der Magnetköpfe 402 und 403 mit Impulssignalen, welche den bei den Ausführungsformen gemäß den Fig. 2 und 3 verwendeten sinusförmigen Erregersignalen entgegengesetzt sind, der durch die Magnetköpfe 402 und 403 erhaltene Ausgangspegel um zumindest 20 dB gegenüber dem durch die Magnetköpfe 207 und 208 erzeugten Ausgangspegel erhöht wird. Infolge dessen können Vorverstärkerschaltungen, wie z. B. die Verstärker 209 und 210 gemäß den Fig. 2 und 3 erfundungsgemäß entfallen. Darüberhinaus ist die zum erregen der Magnetköpfe 402 und 403 mit Impulssignalen erforderliche Erregerschaltung gegenüber der bei den Ausführungsformen gemäß den Fig. 2 und 3 verwendeten Erregerschaltung vereinfacht. Insbesondere entfallen die Tiefpassfilter, welche zuvor verwendet wurden, um die sinusförmige Wellenform in den Erregersignalen zu erhalten. Die Verstärker, welche verwendet werden, um die Erregersignale zu verstärken, die den Magnetköpfen zugeführt werden, können auch erfundungsgemäß lediglich als einfacher Impulsschaltkreis ausgebildet sein. Ein weiterer erfundungsgemäß erzielter Vorteil besteht darin, daß die Impulssignale als Magnetkopferregersignale verwendet werden, eine Herabsetzung der Menge des erforderlichen Stromes erzielbar ist. Das Gesamtgerät nach der vorliegenden Erfindung ist daher gegenüber dem Verschiebungsdetektorgerät nach dem Stand der Technik merklich vereinfacht. Ein solchermaßen vereinfachtes Gerät kann mit Hilfe herkömmlicher Integrerschaltungstechniken gefertigt werden. Dies führt zu einer wesentlichen Herabsetzung der Kosten dieses Verschiebungsdetektorgerätes.

Während nun die vorliegende Erfindung insbesondere unter Bezugnahme auf gewisse bevorzugte Ausführungsformen beschrieben und dargestellt wurde, wird es dem Durchschnittsfachmann ohne weiteres einleuchten, daß verschiedene Abänderungen und Abwandlungen in Bezug auf Form und Einzelheiten innerhalb des Schutzmangels der vorliegenden Erfindung durchaus möglich sind. So z. B. muß dieses Verschiebungsdetektorgerät nicht lediglich auf die Verwendung im Zusammenhang mit einer Magnetskala beschränkt sein. Als eine Alternative kann das hier offenbare Gerät bei einer Meß- oder Skalenanlage verwendet werden, welche mit einem Induktorsynchronisator versehen ist. Die Köpfe 402 und 403 können ferner durch andere Wandler ersetzt werden, während die Skala 401 ist Eichsignalen versehen werden kann, welche ohne weiteres durch diese Wandler wiedergegeben werden können. Daher sollen die beigefügten Patentansprüche als diese sowie andere Abwandlungen und Abänderungen enthaltend ausgelegt werden.

Patentansprüche

1. Vorrichtung zur digitalen Anzeige der Relativverschiebung zwischen einem Objekt und einer objektbezogenen Einrichtung, insbesondere einem Werkstück und einer Werkzeugmaschine, wobei
 - a.) die Einrichtung eine Magnetskala mit Eichsignalen einer vorbestimmten Wellenlänge besitzt;
 - b.) die Vorrichtung einen ersten und einen zweiten Magnetkopf aufweist, die zur Wiedergabe der Eichsignale der Magnetskala bei der Relativverschiebung zwischen der Magnetskala und den Magnetköpfen angeordnet sind und zur Erzeugung eines ersten und eines zweiten abgleichsmodulierten Signals erregt werden;
 - c.) eine Addierschaltung zum Addieren der durch den ersten und zweiten Magnetkopf erzeugten abgleichsmodulierten Signale vorhanden ist.

gekennzeichnet durch

- d.) eine Erregerschaltung (410, 411, 412) zum Erregen des ersten und des zweiten Magnetkopfes mit Impulssignalen, so daß jeder Magnetkopf ein von dem aus der Magnetskala wiedergegebenen Eichsignal und dem ihr zugeführten Erregungsimpulssignal abgeleitetes, abgleichsmoduliertes Impulssignal erzeugt;
- e.) eine Wählsschaltung (406, 407, 408) zum Wählen einer vorbestimmten höheren Harmonischen oder

Oberschwingung des phasenmodulierten Impulssignals;

f.) einen Detektor (409) zur Feststellung vorbestimmter Inkremente oder Zuwachswerte einer Phasenverschiebung in der gewählten höheren Oberschwingung des phasenmodulierten Impulssignals zur Erzeugung von Ausgangsimpulssignalen ($P+$, $P-$), welche entsprechende Verschiebungsincremente darstellen.

2. Vorrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Addierschaltung einen Summiertransformator (405) aufweist.

3. Vorrichtung nach Anspruch 1, gekennzeichnet durch einen Entzerrer bzw. eine Ausgleichseinrichtung (404) zum Ausgleichen der Amplituden von mindestens der vorbestimmten Oberschwingung in den abgleichsmodulierten Impulssignalen, die durch den ersten bzw. zweiten Magnetkopf erzeugt sind.

4. Vorrichtung nach Anspruch 1, wobei die Erregerschaltung durch eine Impulsquelle (410, 411, 412) gekennzeichnet ist, welche die Grundfrequenz $f_d/2$ hat, wobei die Grundfrequenz des aus der Addierschaltung erhaltenen phasenmodulierten Impulssignals gleich f_c ist.

5. Vorrichtung nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß die Wählschaltung (406, 407, 408) die $(n-1)$ Oberschwingung des phasenmodulierten Impulssignals wählt, um ein phasenmoduliertes Impulssignal einer Folgefrequenz von $(n-1)f_c$ zu erzeugen, worin n eine ganze Zahl ist, und daß der Detektor eine Taktimpulsquelle (514) einer Frequenz, welche gleich $n f_c$ ist, eine Phasendetektorschaltung (513), welche mit der Taktimpulsquelle (514) gekoppelt ist und mit dem phasenmodulierten Impulssignal der Folgefrequenz $(n-1)f_c$ versorgt wird, um Impulssignale ($S_1 \dots S_m$) der Frequenz f_c mit einem Parameter zu erzeugen, der als Funktion des phasenmodulierten Impulssignals der Folgefrequenz $(n-1)f_c$ moduliert ist, sowie eine Phasenmeßschaltung (515) aufweist, die angeschlossen ist, um die Impulssignale ($S_1 \dots S_m$) der Frequenz f_c zu empfangen, welche durch die Phasendetektorschaltung (513) erzeugt werden, und die mit der Taktimpulsquelle (514) verbunden ist, um die durch die besagte Quelle erzeugten Taktimpulse zum Abfühlen vorbestimmter Zuwachsrate oder Inkremente positiver und negativer Veränderungen des Parameters der empfangenen Impulssignale der Frequenz f_c zu verwenden, und zur Erzeugung von Ausgangsimpulsen ($P+$, $P-$), welche jedes abgeführte oder abgetastete Inkrement oder jede abgetastete Zuwachsrate darstellen.

6. Vorrichtung nach Anspruch 5, wobei die Phasendetektorschaltung durch m Phasendetektorstufen (513₁ ... 513_m) gekennzeichnet ist, worin m eine ganze Zahl ist, wobei die Eingänge der m Phasendetektorstufen gemeinsam angeschlossen sind, um das phasenmodulierte Impulssignal der Folgefrequenz $(n-1)f_c$ zu empfangen, während die Taktimpulsquelle durch einen Taktimpulgeber (Fig. 8) zur Erzeugung von m entsprechenden Phasen ($\phi_1 \dots \phi_m$) von Taktimpulsen gekennzeichnet ist, wobei jede Phase eine Frequenz $n f_c$ hat und einer entsprechenden Phasendetektorstufe (513₁ ... 513_m) zugeführt wird, so daß die m Phasendetektorstufen m modulierte Impulssignale der Frequenz f_c erzeugen und sämtliche davon in Bezug zueinander phasenverschoben sind.

7. Vorrichtung nach Anspruch 6, wobei jede Phasendetektorstufe durch eine zeitimpulsgesteuerte Flip-Flop-Schaltung gekennzeichnet ist, welche einen Dateneingang ($D_1 \dots D_m$) hat, der angeschlossen ist, um das phasenmodulierte Impulssignal der Folgefrequenz $(n-1)f_c$ zu empfangen, sowie einen Taktimpulseingang ($CK_1 \dots CK_m$), der angeschlossen ist, um eine entsprechende Phase ($\phi_1 \dots \phi_m$) der Taktimpulse zu empfangen, um ein Rechteckwellensignal ($S_1 \dots S_m$) der Frequenz f_c und mit einer Impulsbreite zu erzeugen, welche sich als Funktion der Phasenmodulation des phasenmodulierten Impulssignals ändert.

8. Vorrichtung nach Anspruch 7, wobei die Phasenmeßfühlerschaltung durch m Phasenmeßfühlstufen (721 ... 724) gekennzeichnet ist, wobei jede Stufe mit einem Rechteckwellensignal ($S_1 \dots S_m$) gespeist wird, das durch eine entsprechende zeitimpulsgesteuerte Flip-Flop-Schaltung erzeugt ist, sowie mit einer entsprechenden Phase ($\phi_1 \dots \phi_m$) der Taktimpulse zur Erzeugung eines ersten Ausgangsimpulses (U_1), wenn die Impulsbreite des zugeführten Rechteckwellensignals ein vorbestimmtes Inkrement überschreitet, und zur Erzeugung eines zweiten Ausgangsimpulses (D_1), wenn die Impulsbreite des zugeführten Rechteckwellensignals das vorbestimmte Inkrement unterschreitet.

9. Vorrichtung nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, daß jede Phasenmeßfühlerstufe aus einem Mehrstufenschieberegister (727) gebildet ist, wobei eine Ladeschaltung (725, 726, 729) zum Laden des Schieberegisters mit einem Impuls zu einem vorbestimmten Zeitpunkt vorgesehen ist, welcher einem bestimmten Übergang in dem Rechteckwellensignal (S_1) folgt, wobei der Impuls durch das Mehrstufenschieberegister aufgrund der Taktimpulse (ϕ_1), die ihm zugeführt werden, zirkuliert wird, und daß eine Torschaltung (730, 731) zum Abführen oder Abtasten der Stufe ($Q_1 \dots Q_D$) im Schieberegister vorgesehen ist, zu welcher der Impuls zum Zeitpunkt des nächstfolgenden bestimmten Übergangs verschoben worden ist, um den ersten Ausgangsimpuls (U_1) zu erzeugen, wenn der Impuls zu einer ersten Stufe (Q_D) verschoben worden ist, und um den zweiten Ausgangsimpuls (D_1) zu erzeugen, wenn der Impuls zu einer zweiten Stufe (Q_B) verschoben worden ist.

10. Vorrichtung nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß die Impulsquelle mit der Grundfrequenz $f_d/2$ ein Taktimpulgeber zur Erzeugung von Taktimpulsen einer verhältnismäßig hohen Frequenz ist, daß ein Frequenzteller zum Teilen der Frequenz der Taktimpulse herab auf die Frequenz $f_d/2$ vorgesehen ist und der Detektor einen Zeitsteuerimpulsgeber (514) aufweist, der auf die Taktimpulse zur Erzeugung von Zeitsteuerimpulsen ($\phi_1 \dots \phi_m$) anspricht, und daß ein Detektor (513) auf die Zeitsteuerimpulse ($\phi_1 \dots \phi_m$) anspricht und mit der gewählten Oberschwingung $(n-1)$ des phasenmodulierten Impulssignals zur Erzeugung von impulsbreitenmodulierten Rechteckwellensignalen ($S_1 \dots S_m$) gespeist ist, deren Impulsbreite sich als Funktion der Phasenmodulation der gewählten Oberschwingung ändert, und ferner durch eine Meßschaltung oder Abtastschaltung (515) zum Abtasten oder Messen der Impulsbreitenveränderungen der impulsbreitenmodulierten Rechteckwellensignalen ($S_1 \dots S_m$) zur Erzeugung eines Ausgangsimpulses ($P+$,

P-), wenn sich die Impulsbreite um mehr als einen vorbestimmten Zuwachswert ändert.

11. Vorrichtung nach Anspruch 10, wobei die Abtast- oder Meßschaltung durch einen Zählimpulsgeber (514) gekennzeichnet ist, der auf die Taktimpulse zur Erzeugung von Zählimpulsen ($\Phi_1 \dots \Phi_m$) einer Frequenz (nf_c) anspricht, welche höher als die Folgefrequenz (f_c) der impulsbreitenmodulierten Rechteckwellensignale ($S_1 \dots S_m$) ist, durch eine Schaltung (727, 728, 732) zum Bestimmen der Anzahl der Zählimpulse, welche während eines Zyklus der impulsbreitenmodulierten Rechteckwellensignale erzeugt sind, und durch eine Torschaltung (730, 731, 733, 734) zur Erzeugung von Ausgangsimpulsen ($U_1, D_1 \dots U_4, D_4; P+, P-$), welche die Inkrementverschiebung des besagten Teils darstellen, wenn die Bestimmungsschaltung bestimmt, daß die Anzahl der Zählimpulse (Φ_1), welche während eines Zyklus (S_1) der impulsbreitenmodulierten Rechteckwellensignale erzeugt sind, sich von einer vorbestimmten Anzahl unterscheidet.

12. Vorrichtung nach Anspruch 11, wobei die Phasendetektorschaltung durch eine Vielzahl von Detektorstufen (513₁ ... 513_m) gekennzeichnet ist, welche sämtlich Eingänge haben, die gemeinsam angeschlossen sind, um die gewählte Oberschwingung ($n-1$) des phasenmodulierten Impulssignals zu empfangen, wobei der Zeitsteuerimpulsgeber (514) eine Vielzahl von Phasen ($\Phi_1 \dots \Phi_m$) von Zeitsteuerimpulsen erzeugt, wobei sie sämtlich derselben Frequenz (nf_c), jedoch eine unterschiedliche Phase in Bezug auf die anderen, entsprechende Phase der Zeitsteuerimpulse haben, welche an entsprechenden Stufen der Detektorschaltung angelegt sind, so daß jede Stufe ein impulsbreitenmoduliertes Rechteckwellensignal ($S_1 \dots S_m$) entsprechender Phase erzeugt.

13. Vorrichtung nach Anspruch 12, dadurch gekennzeichnet, daß die Bestimmungsschaltung aus einer Vielzahl von Bestimmungsstufen (721 ... 724) gebildet ist, welche zahlenmäßig der besagten Vielzahl von Detektorstufen (513₁ ... 513_m) gleich sind, wobei jede Bestimmungsstufe (721) mit einem impulsbreitenmodulierten Rechteckwellensignal (S_1) einer entsprechenden Phase gespeist wird, um die Anzahl der Zählimpulse (Φ_1) zu bestimmen, welche während eines Zyklus der entsprechenden Phase des impulsbreitenmodulierten Rechteckwellensignals erzeugt sind, und schließlich daß die Torschaltung auf jede der Bestimmungsstufen anspricht.

14. Vorrichtung nach Anspruch 13, dadurch gekennzeichnet, daß der Zählimpulsgeber eine Vielzahl von Phasen ($\Phi_1 \dots \Phi_m$) von Zählimpulsen erzeugt, die sämtlich dieselbe Frequenz (nf_c), jedoch eine unterschiedliche Phase in Bezug auf die anderen, entsprechenden Phasen der Zählimpulse hat, die an entsprechenden Stufen der Bestimmungsschaltung angelegt wurden.

Hierzu 4 Blatt Zeichnungen

35

40

45

50

55

60

65

FIG. 4

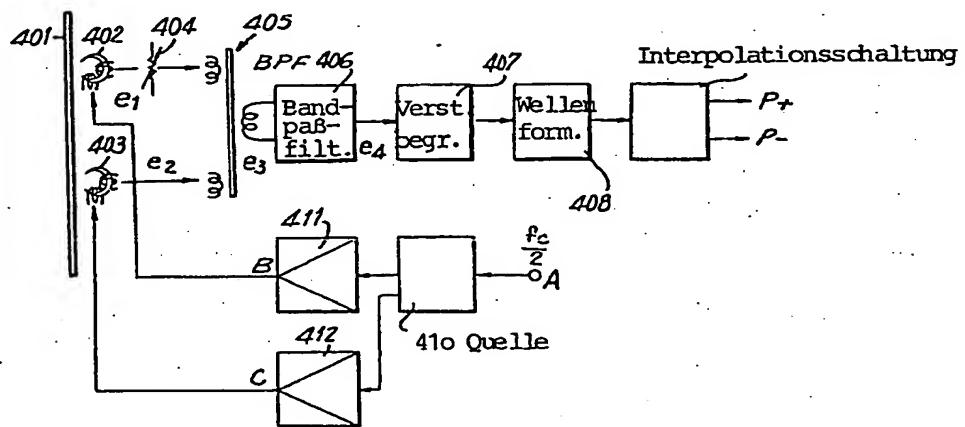


FIG. 5

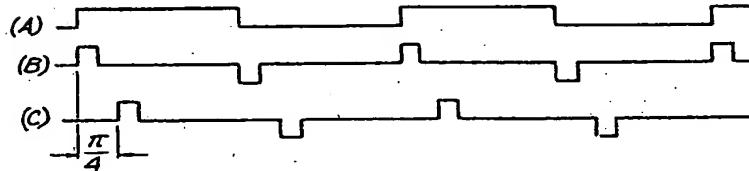
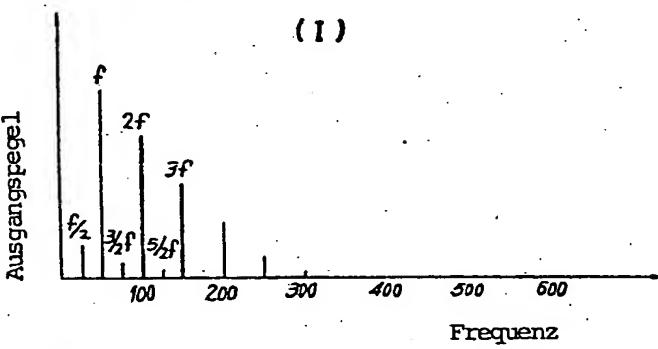
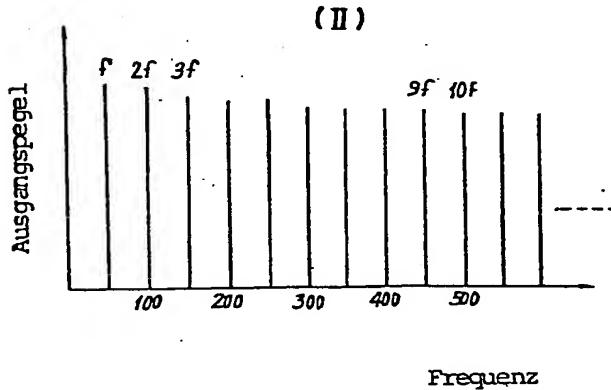


FIG. 6



(I)



(II)

FIG. 7

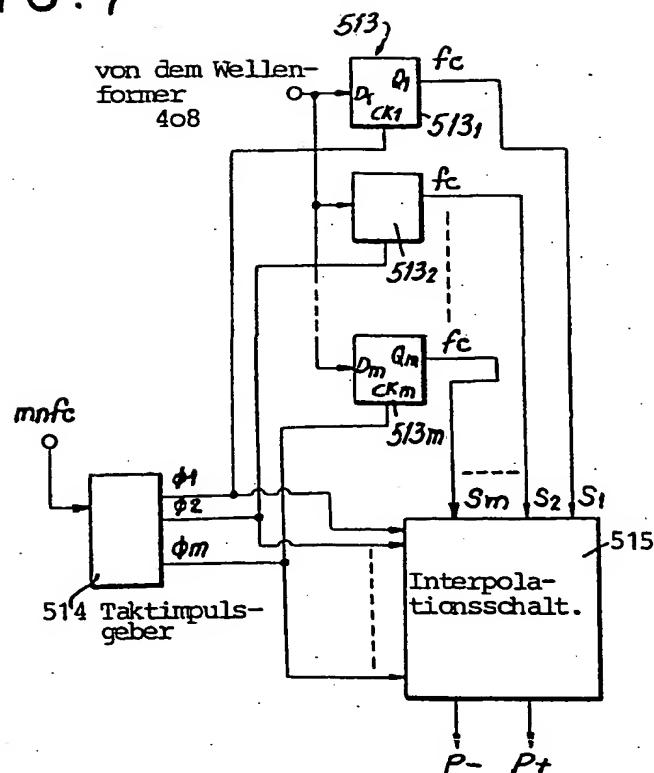


FIG. 8

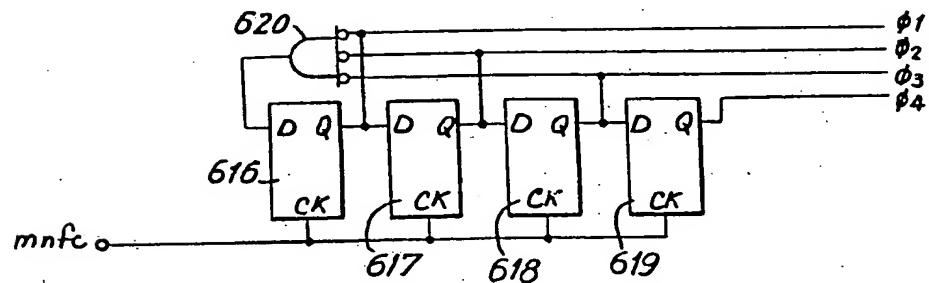


FIG. 9

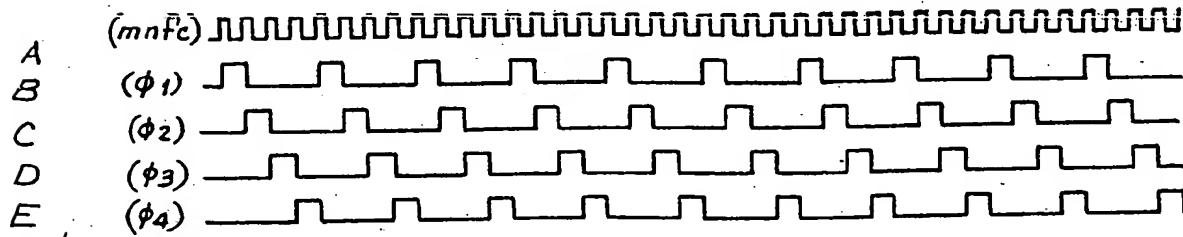


FIG. 10

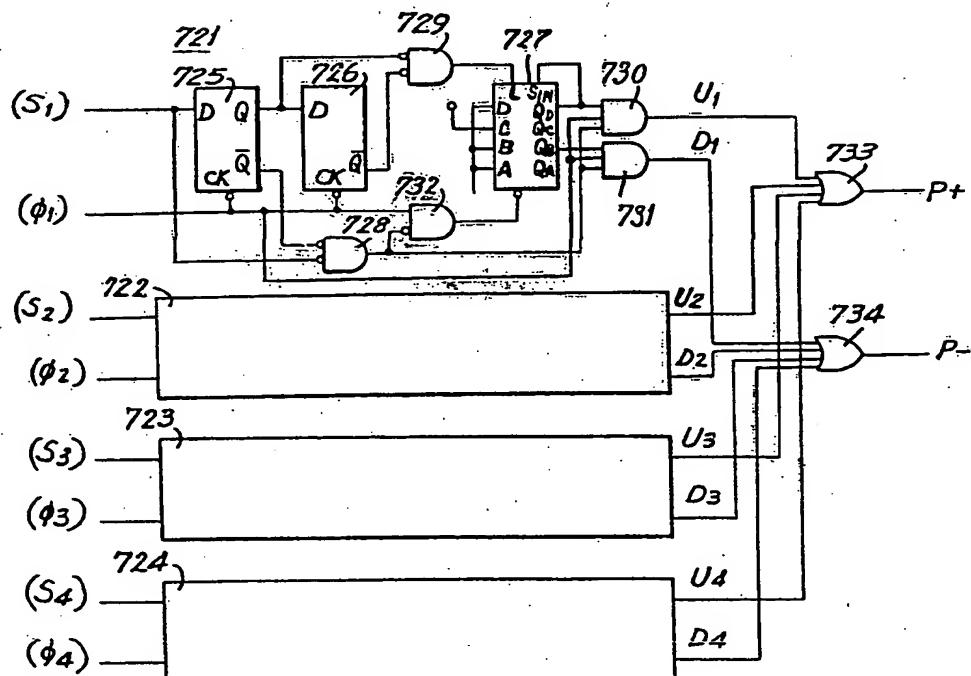
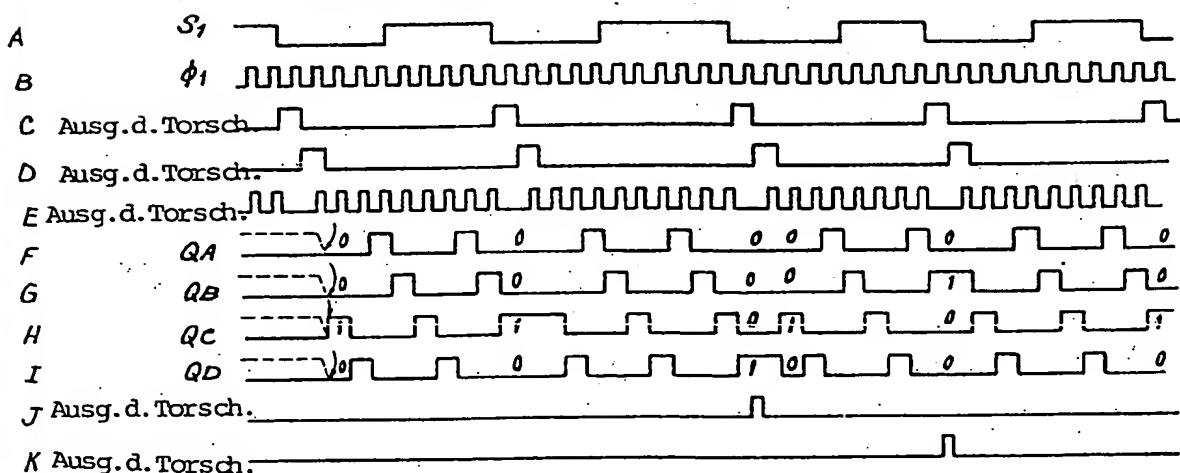


FIG. 11

wenn S_1 konstant ist
wenn S_1 ausge- dehnt ist
wenn S_1 kompri- miert ist
wenn S_1 konstant ist

Docket # A 3246Applic. # Applicant: Thomas et al

908 124/66